AMATEUR BIBLIOTHEK

Elektronische Modellfernsteuerung

AMATEUR
BIBLIOTHEK

Günter Miel

Elektronische Modellfernsteuerung

Militärverlag
der Deutschen Demokratischen
Republik

© Militärverlag der
Deutschen Demokratischen Republik (VEB) — Berlin, 1976

Inhaltsverzeichnis

Vorwort 8

1. **Einleitung** 10

2. **Allgemeines zur Modellfernsteuerung** 13
2.1. System der Modellfernsteuerung 13
2.2. Gesetzliche Bestimmungen 16
2.3. Allgemeine Probleme der elektronischen Modellfernsteuerung 18

3. **Kommandokodierung** 24
3.1. Allgemeines 24
3.2. Frequenzkodierung 25
3.2.1. Frequenzkodierung des Schaltkommandos (Tip-Anlagen) 25
3.2.2. Simultanschalterbaustufen 34
3.2.3. Aufschalteinrichtungen für Schaltstufenkommandos (Rudermaschinen) 35
3.2.4. Frequenzkodierung des Proportionalkommandos (Analog-Proportionalanlage) 38
3.3. Digitalkodierung 41
3.3.1. Digitalkodierung — Senderimpulsteil 43
3.3.2. Digitaldekodierung — Empfängerimpulsteil 56
3.3.3. Aufschalteinrichtungen für digitale Proportionalkommandos 71

4. **Kommandoübertragung** 102
4.1. Allgemeines 102
4.2. HF-Übertragung 102
4.2.1. Sender-HF-Teil 104
4.2.1.1. HF-Oszillator 104
4.2.1.2. HF-Leistungsverstärker 112
4.2.1.3. Frequenzvervielfacher 122
4.2.1.4. Antenne 128
4.2.1.5. Modulation 138
4.2.2. HF-Empfänger 151
4.2.2.1. Vorbemerkungen 151
4.2.2.2. Detektor 152

4.2.2.3. Pendelaudion 155
4.2.2.4. Superhetempfänger 168
4.2.2.5. NF-Verstärker 198
4.3. Induktive Übertragung 198
4.3.1. Sender für induktive Fernsteuerung 198
4.3.2. Empfänger für induktive Fernsteuerung 199
4.4. Licht-Übertragung 200
4.4.1. Lichtsender 201
4.4.2. Lichtempfänger 204
4.5. Ultraschall-Übertragung 207
4.5.1. Ultraschallsender 207
4.5.2. Ultraschallempfänger 208

5. Stromversorgung 210
5.1. Primärelemente 211
5.2. Sekundärelemente 217
5.2.1. Gasdichte Nickel-Kadmium-Akkumulatoren . . . 218
5.2.2. Gasdichte Blei-Akkumulatoren 224
5.3. Stabilisierungsschaltungen 227
5.3.1. Spannungsstabilisierung 227
5.3.2. Schutzschaltung für Trockenakkumulatoren . . . 229
5.4. Ladegeräte 230
5.4.1. Einfache Ladegeräte 231
5.4.2. Automatisch abschaltendes Ladegerät 233
5.4.3. Vollelektronisches Konstantstromladegerät mit automatischer Abschaltung 238
5.4.4. Vollelektronisches Ladegerät mit automatischer Abschaltung durch einen Thyristor 239
5.4.5. Camping-Ladegerät 240

6. Probleme der Konstruktion, der Handhabung und des Service der Fernsteueranlage 243
6.1. Konstruktive Probleme 243
6.1.1. Sendermechanik 244
6.1.2. Empfängermechanik 266
6.2. Hinweise zur Handhabung der Fernsteueranlage 269
6.2.1. Hinweise zur Handhabung des Fernsteuersenders 271
6.2.2. Hinweise zur Handhabung des Fernsteuerempfängers 276
6.3. Hinweise für Servicearbeiten 286
6.3.1. Hinweise für Abgleicharbeiten 287
6.3.2. Hinweise zur Fehlersuche 294

7. Prüf- und Kontrollgeräte 297
7.1. Transistor- und Diodenprüfer 298
7.2. Servoprüfer 299
7.3. Kontrollempfänger 302
7.3.1. Pendelaudion-Kontrollempfänger 302

7.3.2. Superhet-Kontrollempfänger 303
7.4. Elektronischer Drehzahlmesser 306
7.5. Sinus-Rechteckgenerator 310

8. Anhang 312
8.1. Schaltungsunterlagen weiterer Fernsteueranlagen bzw. -anlagenteile 312
8.1.1. Fernsteueranlage *Junior* 313
8.1.2. Fernsteueranlage *Mini-Prop* für zwei Proportionalkanäle 316
8.1.3. Fernsteueranlage *Microprop-Sport* 319
8.1.4. Fernsteueranlage *Simprop alpha 2007* 323
8.1.5. Fernsteueranlage *SUPERPROP* für 433 MHz . . 326
8.2. Tabellenanhang 333
8.2.1. Internationaler Farbkode für Widerstände und Kondensatoren 333
8.2.2. Farbkode für Tantalkondensatoren 334
8.2.3. Internationale Normreihe E 6, E 12 und E 24 . . . 335
8.3. Gesetzliche Bestimmungen 335
8.3.1. Anordnung über Landfunkdienste 335
8.3.2. Vorschriften für Landfunkdienste LF 03/74 . . . 339
8.4. Anschriften von Fachgeschäften für Elektronikbedarf 342
8.5. Gleichungsübersicht 343

9. Literaturverzeichnis 347

10. Schlagwortverzeichnis 351

Vorwort

Ferngesteuerte Flugkörper wie Mars- und Venussonden oder die Mondmobile »Lunochod« erregen sehr viel Interesse. Mit Recht werden die Präzision und die hohe technische Leistung derartiger Experimente gewürdigt, die nicht zuletzt durch den hohen Entwicklungsstand der modernen Elektronik möglich geworden sind. Ähnliche Probleme der Fernsteuerung wie bei den Raumflugkörpern in bezug auf Präzision und Bedienungssicherheit muß der Amateur bei der Fernsteuerung seiner Modelle lösen. So ruft der Fernsteuerpilot mit seinem Schiffs- oder Flugmodell nicht minder starkes Interesse bei seinen Zuschauern hervor. Schnell vergrößert sich der Kreis der Schaulustigen, und manche sachkundige Frage zeugt von dem Bestreben, mehr über dieses technisch so interessante Gebiet zu erfahren.

Das vorliegende Buch ist den sehr komplexen und vielseitigen Problemen der elektronischen Modellfernsteuerung gewidmet und soll helfen, eine Lücke im Angebot technischer Amateurliteratur zu schließen. Es wird versucht, den gegenwärtigen Entwicklungsstand elektronischer Modellfernsteuerungen in systematischer Form darzustellen. Dabei werden Einzelprobleme an Hand bewährter von der Industrie oder von Amateuren entwickelter Schaltungsvarianten erörtert. Für die am Nach- bzw. Selbstbau interessierten Leser sind einige Schaltungen durch die Leiterplattenzeichnung und den Bestückungsplan ergänzt worden. In der Regel lassen sich die Schaltungen mit Austauschbauelementen aus der DDR-Produktion nachbauen. In einigen Fällen muß allerdings wegen des begrenzten Sortiments auf Importe verwiesen werden (pnp-Si- und npn-Ge-Transistoren, Vierschichtdioden und spezielle Integrierte Schaltkreise).

Der Umfang des Buches gebietet es, aus einer Vielzahl von Schaltungsvarianten für die jeweilige Anwendung nur die bewährten bzw. interessanten auszuwählen. Aus gleichen Überlegungen ist auch auf die Einbeziehung technisch veralteter Schaltungen (Röhrenschaltung, Flattersteuerung, Zungenfrequenzrelais u. a.) verzichtet worden.

Die mehr theoretischen Abschnitte zu Problemen der Elektronik werden durch praktische Hinweise zur richtigen Handhabung der Fernsteueranlage, zum Einbau der Elektronik in das Modell sowie zur vorschriftsmäßigen Pflege und Wartung der Anlage ergänzt. Damit wird auch mancher Nichtelektroniker Hinweise finden, die ihm helfen, seine Fernsteueranlage besser zu beherrschen, sie richtig zu behandeln und dadurch nicht zuletzt auch Geld zu sparen. Das fängt bei solchen einfachen Fragen wie dem zweckmäßigen Antenneneinbau im Modell oder der Haltung des Senders an und hört bei der richtigen Ladung der sonst so anspruchslosen NK-Akkumulatoren auf. Demjenigen, der sich, angeregt durch dieses Buch, zum Eigenbau von Fernsteuergeräten entschließt, sei allerdings geraten, zunächst beim Experimentieren mit einfachen Schaltungen die notwendigen Erfahrungen zu sammeln. Dann wird auch der Erfolg beim Aufbau komplizierterer Systeme nicht ausbleiben.

Beim ersten Durchblättern des Buches wird dem Leser sicher die vom sonst Üblichen abweichende Systematik auffallen. Um das sehr umfangreiche und vielfältige Gebiet der Fernsteuerung klar und durchgängig zu gliedern, ist die Einteilung in Kodierungs- und Übertragungsverfahren, Stromversorgung, praktische Hinweise, Hilfsgeräte und Auswahl kompletter Fernsteueranlagen vorgenommen worden. Bliebe nun noch auf die gesetzlichen Vorschriften hinzuweisen, die unbedingt beachtet werden müssen. Für die Fernsteuerung von Modellen sind mit der Landfunkordnung eindeutige gesetzliche Bestimmungen erlassen worden. Daher sollte sich der Leser, bevor er sich näher mit der Elektronik befaßt, zunächst mit den gesetzlichen Bestimmungen vertraut machen.

Abschließend dankt der Autor allen Modellsportlern, besonders aber *M. Eckardt, D. Hartzsch* und *L. Schramm*, der PGH *Radio-Fernsehen/* Freiberg sowie den Firmen *Graupner, HISTRI-ELECTRIC* und *Multiplex*, die ihn bei seiner Arbeit mit aktuellem Material unterstützten.

Erfurt, im Januar 1975
Dr. Günter Miel

Wichtiger Hinweis

Die in diesem Buch wiedergegebenen Schaltungen und Verfahren werden ohne Rücksicht auf die Patentlage mitgeteilt. Sie sind ausschließlich für Amateur- und Lehrzwecke bestimmt und dürfen nicht gewerblich genutzt werden!

Alle Schaltungen und technischen Angaben in diesem Buch sind vom Autor mit größter Sorgfalt erarbeitet und unter Einschaltung wirksamer Kontrollmaßnahmen reproduziert worden. Trotzdem können Fehler nicht ganz ausgeschlossen werden. Der Verlag sieht sich deshalb gezwungen, darauf hinzuweisen, daß er weder eine Garantie noch die juristische Verantwortung oder irgendeine Haftung für Folgen, die auf fehlerhafte Angaben zurückgehen, übernehmen kann.

Für die Mitteilung eventueller Fehler sind Autor und Verlag jederzeit dankbar.

1. Einleitung

Die Modellfernsteuerelektronik hat sich in den letzten Jahren mit Riesenschritten entwickelt. Das Streben der Fernsteueramateure nach immer perfekterer Steuerung der Modelle führte letztlich zu den modernen Proportionalanlagen. Mit ihnen kann der Pilot sein Modell völlig vorbildgetreu fernsteuern. Dabei ist die Entwicklung durch solche Forderungen wie Zuverlässigkeit, Wirtschaftlichkeit und einfache Bedienung vorangetrieben worden. Der Zuschauer staunt in den meisten Fällen nur, mit welcher Sicherheit und Eleganz ein vollkunstflugtaugliches Modell selbst bei Geschwindigkeiten bis zu 150 km/h in allen Flugfiguren oder ein Modellhubschrauber beherrscht wird, ahnt aber kaum, welche Vielfalt von technischen Problemen in zäher jahrelanger Entwicklungsarbeit gelöst werden mußten. Das fängt bei den Problemen der Modelltechnologie an und reicht über Probleme der Elektronik und Stromversorgung bis hin zur Feinmechanik. Durch neue Werkstoffe, wie Epoxid- und Polyesterharz, konnten ganz neue Modellbautechnologien geschaffen und durch neue elektronische Bauelemente, z. B. leistungsfähige Si-Transistoren und integrierte Schaltungen, moderne Digital-Proportionalfernsteueranlagen aufgebaut werden.

In der technischen Vielfalt des Gebietes liegt auch der besondere Reiz für jung und alt. Die Modellfernsteuerung ist mehr als nur Zeitvertreib. Sie ist ein anspruchsvolles Hobby, das der Verwirklichung eigener Ideen breiten

Bild 1.1
Vollkunstflugtaugliches Flugmodell (Geschwindigkeit: etwa 150 km/h, Motor: 10 cm^3); Entwurf und Bau des Modells: *L. Schramm*

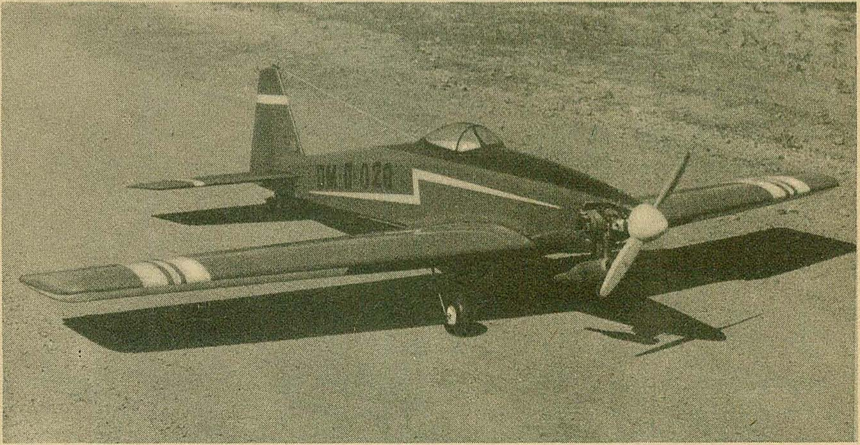
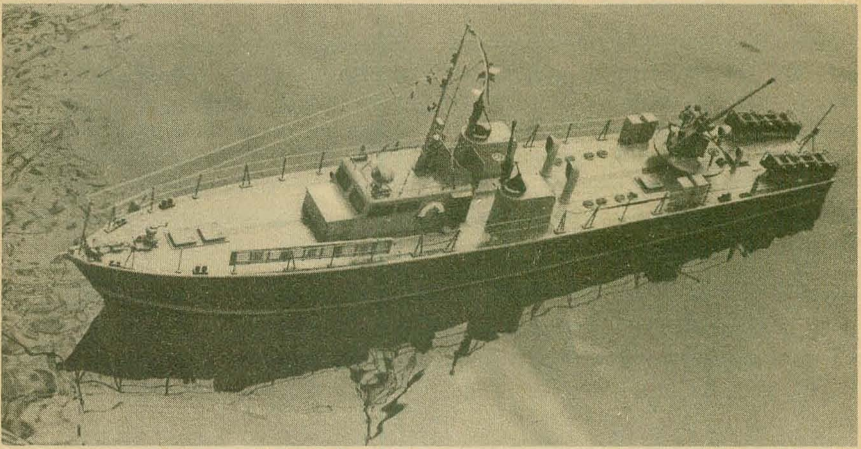


Bild 1.2
Modellhubschrauber *Bell 212*
(Werkfoto der Firma *Graupner*)

Bild 1.3
Schiffsmodell Klasse F2 — b
(polnischer U-Jäger)



Raum läßt, und ein schöner Ausgleich für die berufliche Tätigkeit. Der Aufschwung der elektronischen Fernsteuerung in den letzten Jahren gründet sich nicht zuletzt auf die tatkräftige und erfinderische Mitarbeit der Amateure. Ihre Suche nach immer neuen, technisch verbesserten Lösungen unter Anwendung der für die EDV oder andere Bereiche entwickelten Bauelemente ist mit der Proportionalfernsteuerung gekrönt worden. Wegen des breiten Interesses und des gestiegenen Freizeitanteils der Bevölkerung hat die Industrie die zunächst von Amateuren betriebene Entwicklung übernommen. Heute stellt die Industrie nicht nur Modellbauzubehör, Elektromotoren oder Akkumulatoren speziell für den Modellbauer her, sondern sogar spezielle Integrierte Schaltkreise.

Vielfältige Probleme sind bei der Fernsteuerung eines Modells zu lösen. Das beginnt mit der Umwandlung des Steuerkommandos in ein elektrisches Signal, der Kodierung, reicht über Pro-

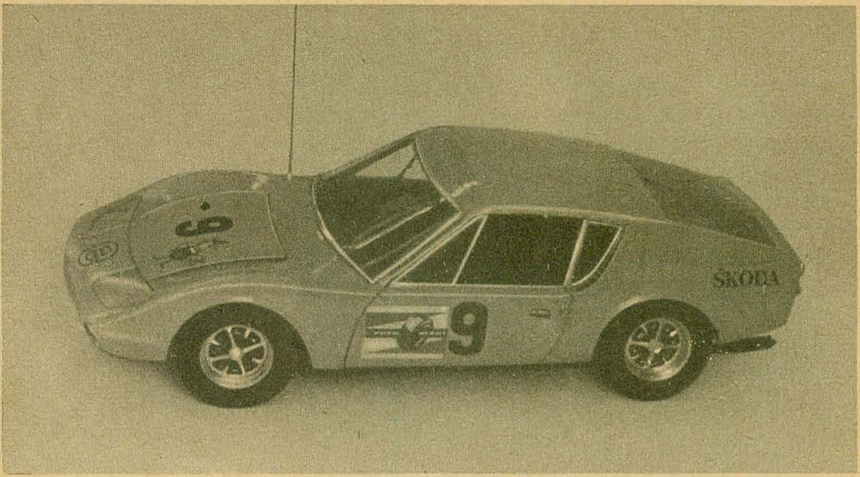


Bild 1.4 Automodell

bleme der Sende- und Empfangstechnik, der Zahl der Übertragungskanäle bis hin zu Dekodierung und Aufschaltung des Kommandos auf das Steueraggregat. In dieser Problemkette müssen mechanische, elektronische und stromversorgungstechnische Aufgaben gelöst werden. Auf der Basis dieser Überlegungen ist auch der Stoff systematisiert und die Gliederung des Buches gestaltet worden.

Die Abschnitte über praktische Hinweise zur Handhabung der Fernsteueranlage, zur Fehlersuche und über Hilfsgeräte ergänzen den theoretischen Teil.

2. Allgemeines zur Modellfernsteuerung

2.1. System der Modellfernsteuerung

Die Probleme der Modellfernsteuerung sind sehr vielfältig. Entsprechend vielgestaltig kann daher auch das Gesamtgebiet betrachtet werden. Das in Bild 2.1 dargestellte System der Fernwirktechnik ist deshalb eines unter vielen möglichen. Es soll lediglich die im weiteren gebrauchten Begriffe ordnen und voneinander abgrenzen. Dabei ist dieses System immer in seiner Anwendung auf die Modellfernsteuerung zu sehen. Es werden im wesentlichen die Begriffsdefinitionen und -inhalte aus [65] verwendet.

Aus der Systematik geht hervor, daß die Modellfernsteuerung nur ein Spezialfall des sehr komplizierten Gebietes der Fernwirktechnik ist. Unter Fernsteuerung wird die gewollte Auslösung bestimmter Vorgänge an einem Ort durch die Abgabe von Fernsteuerkommandos an einem anderen Ort verstanden. Im gegebenen Fall kann das das Einschalten einer Hupe oder eines Lichtsignalgebers am Modell sein, aber auch das Betätigen des Fahrschalters oder der Ruderanlage. In der Regel wird mit der Fernsteuerung der Bewegungszustand eines Modells beeinflußt. Dabei sind zwei Aufgaben zu lösen:

- Dem Modell ist eine Geschwindigkeit zu erteilen, es ist zu beschleunigen oder abzubremsen.

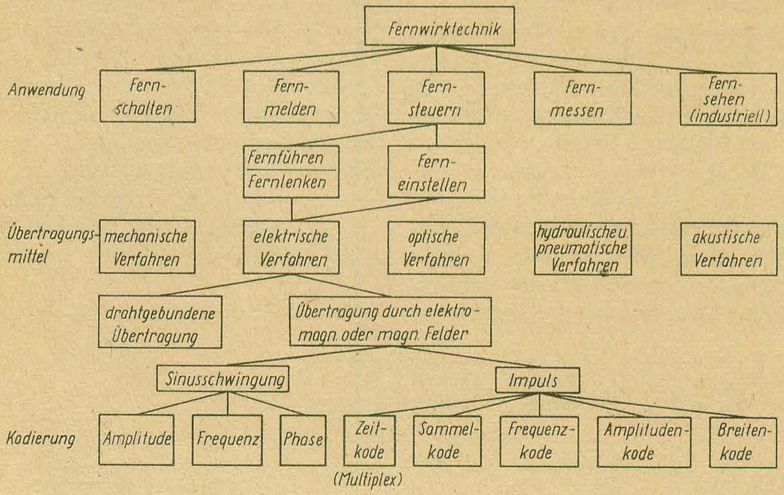

Fernwirktechnik
Anwendung
Fern-schalten
Fern-melden
Fern-steuern
Fern-messen
Fern-sehen (industriell)
Fernführen
Fernlenken
Fern-einstellen
Übertragungs-mittel
mechanische Verfahren
elektrische Verfahren
optische Verfahren
hydraulische u. pneumatische Verfahren
akustische Verfahren
drahtgebundene Übertragung
Übertragung durch elektromagn. oder magn. Felder
Sinusschwingung
Impuls
Kodierung
Amplitude
Frequenz
Phase
Zeit-kode
(Multiplex)
Sommel-kode
Frequenz-kode
Amplituden-kode
Breiten-kode

Bild 2.1
System der Fernwirktechnik

– Dem Modell ist ein solcher Kurs zu geben, daß es sein Ziel auf der gewünschten Bahn erreicht.

Für die Erfüllung beider Aufgaben muß das Modell geführt – ferngeführt – werden. Ist dagegen nur der Kurs des Modells zu beeinflussen, so muß es gelenkt werden. Fernlenkung bedeutet also die gewollte Kursänderung eines Modells durch Abgabe von Kurskommandos, damit das Modell das Ziel auf einer gewünschten Bahn erreicht.

Um die Fernlenkung zu realisieren, sind am Modell entsprechende Lenkorgane angebracht. Bei Land- und Überwasserfahrzeugen wirkt die Lenkung auf die Drehung des Modells um die Hochachse. Bei Unterwasser-, Luft- und Raumfahrzeugen (letzteres für Modellbauer wohl kaum zu verwirklichen) kann die Lenkung dagegen auf alle drei Körperachsen – die Hoch-, die Quer- und die Längsachse – des Modells wirken. Im weiteren werden die beiden Begriffe *Fernsteuerung*, für den Vorgang der Kommandogewinnung, -übertragung und -aufschaltung einer beliebigen Funktion im Modell, und *Fernlenkung*, als Spezialfall der Fernsteuerung, bei der nur die Lenkorgane fernbedient werden, verwendet.

Ferngesteuert wird ein Modell immer unter der Sichtkontrolle des Piloten, also in seinem Nahbereich etwa bis zu 1000 m Entfernung. Damit haben die mit den Begriffen Ortung, Navigation und Bezugssystem verbundenen Probleme bei der Modellfernsteuerung nur eine untergeordnete Bedeutung und werden nicht näher erörtert. Demzufolge handelt es sich bei der Fernlenkung von Modellen um eine Befehlslenkung. Der Pilot erteilt den Lenkbefehl in Form eines Kommandos. Dieses Kommando wird im Kommandogeber elektrisch verschlüsselt (kodiert) und mit Hilfe des Kommandosenders ausgesendet (Bild 2.2). Der Kommandoempfänger nimmt das Signal (Kommando) auf, verstärkt es und führt es der Kommandodekodierung zu. Der Kommandodekodierung ist die Aufschalteinrichtung angeschlossen, die den elektrischen Kommandowert (Impuls) in eine mechanische Größe (Stellkraft) umwandelt, mit der das betreffende Lenkorgan (Ruder) verstellt wird. Bei den weiteren Betrachtungen wird der Vorsatz »Kommando« weggelassen und nur noch von Kodierung, Sender, Empfänger, Dekodierung und Aufschaltung gesprochen.

Mit dem Begriff »Kommando« sind allerdings noch weitere Probleme verknüpft. Ihre Erörterung wird den Leser mit einigen in der Modellfernsteuerung oft benutzten Begriffen bekannt machen. Da wäre zunächst die *Feinheit des Kommandos* zu nennen. Kann der Pilot bei der Kommandogebung nur zwischen den zwei Zuständen EIN und AUS bei der Betätigung eines Lenkorgans wählen, so entspricht das Kommando EIN einem festen vorgegebenen Lenkausschlag und das Kommando AUS der Neutralstellung. Diese Kommandoart wird im weiteren als *Schaltkommando* bezeichnet. Das typische Anwendungsbeispiel ist die *Tip-Tip-Steuerung*[1]. Mit ihr kann nur das geringste Maß der Feinheit realisiert werden, das aber für bestimmte

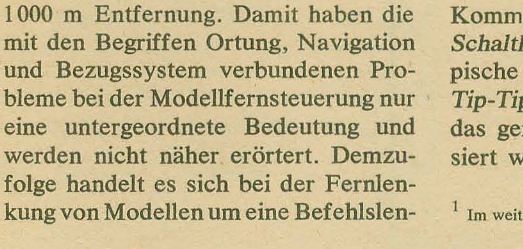


Bild 2.2
Schema einer Befehlslenkung

---

[1] Im weiteren Text nur als Tip-Steuerung bezeichnet.

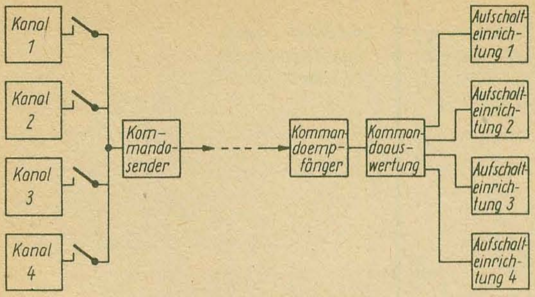

Kanal 1
Kanal 2
Kanal 3
Kanal 4
Kommandosender
Kommandoempfänger
Kommandoauswertung
Aufschalteinrichtung 1
Aufschalteinrichtung 2
Aufschalteinrichtung 3
Aufschalteinrichtung 4

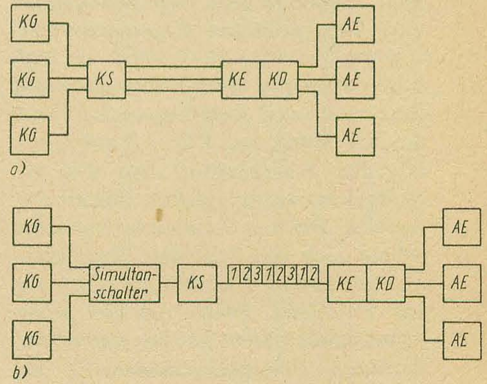
Bild 2.3
Prinzipielle Wirkungsweise einer Mehrkanalanlage

Kommandoarten ausreicht. Ist der Pilot dagegen in der Lage, sein Lenkkommando in der Weise zu erteilen, daß zwischen den maximalen Lenkausschlägen jeder beliebige Winkel eingestellt werden kann, so entspricht das einem hohen Maß der Feinheit des Lenkkommandos. Das Anwendungsbeispiel für diese Kommandoart ist die moderne Proportionalsteuerung; bei ihr besteht in jedem Augenblick zwischen der Ruderstellung im Modell und der Steuerknüppelstellung im Sender Proportionalität. Bei dieser Steuerungsart werden Stellgenauigkeiten (Feinheiten) von < 1% erreicht.

Soll eine Fernsteueranlage mehrere Kommandos übertragen, so werden dafür mehrere Kanäle benötigt. Bei Tip-Anlagen sind bis zu zehn Kanäle gebräuchlich und bei Proportionalanlagen bis zu acht Kanäle (Bild 2.3). Dabei muß aber beachtet werden, daß bei der Tip-Steuerung für die Übertragung der Kommandos »Rechts«, »Geradeaus« und »Links« zwei Kanäle erforderlich sind, während bei der Proportionalsteuerung dafür nur ein Kanal vorhanden sein muß. Auf diese Weise betrachtet, entspricht ein Proportionalkanal zwei Tip-Kanälen. Im weiteren sollte der Leser diesen Unterschied beachten, damit keine Mißverständnisse auftreten.

Soll ein Modell möglichst vorbildgetreu ferngesteuert werden, so erfordert das nicht nur mehrere Kanäle zur Bedienung mehrerer Steuerfunktionen, sondern diese Funktionen auch gleichzeitig betätigen zu können. Die gleichzeitige und voneinander unabhängige Betätigung mehrerer Steuerfunktionen wird *Simultanfernsteuerung* genannt. Die Simultanfernsteuerung kann verwirklicht werden, indem für jedes Kommando ein gesonderter Übertragungskanal vorgesehen ist. Dieses Verfahren führt aber zu technisch nicht befriedigenden Lösungen (Bild 2.4). Einen Ausweg hat die zeitmultiplexe Übertragung der Kommandos geboten. Die einzelnen Kommandos werden in schneller zeitlicher Folge

Bild 2.4
Prinzip der simultanen Kommandoübertragung; a — durch Überlagerung, b — durch zeitmultiplexe Verfahren


KG
KG
KG
KS
KE
KD
AE
AE
AE
a)
KG
KG
KG
Simultanschalter
KS
1 2 3 1 2 3 1 2
KE
KD
AE
AE
AE
b)

Eingang bzw. Kanal / Ausgang	Zustand			
	1	2	3	4
0	0	0	0	0
1	L	0	0	0
2	0	L	0	0
3	L	L	0	0
4	0	0	L	0
5	L	0	L	0
6	0	L	L	0
7	L	L	L	0
8	0	0	0	L
9	L	0	0	L
10	0	L	0	L
11	L	L	0	L
12	0	0	L	L
13	L	0	L	L
14	0	L	L	L
15	L	L	L	L

a)

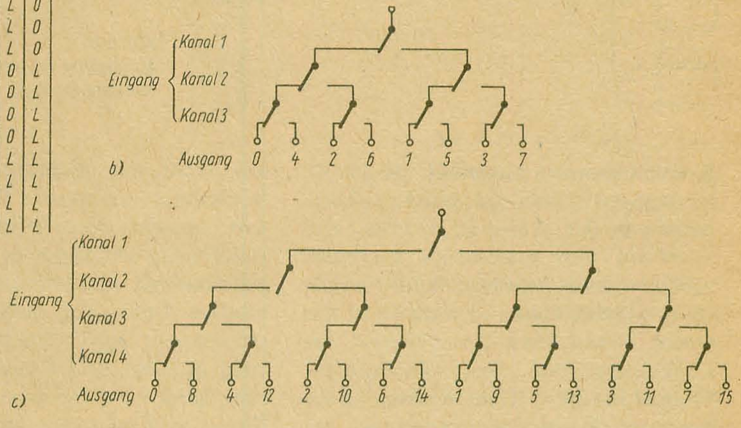


Bild 2.5
Logische Verknüpfung von Simultankommandos; a – Verknüpfungstabelle, b – Verknüpfungsschaltung für drei Eingänge, c – Verknüpfungsschaltung für vier Eingänge

gewissermaßen als Pakete übertragen. Die Aufschalteinrichtung im Modell ist dann so träge, daß sie die Pausen, die durch die Übertragung der Informationen für die anderen Kanäle entstehen, überbrückt. Bei den Tip-Anlagen sind dreifachsimultane Versionen entwickelt worden. Moderne Proportionalanlagen dagegen sind vollsimultan. Eine 6-Kanal-Proportionalanlage sendet also ständig ein sechsfach zeitmultiplexes Impulstelegramm aus. Die simultane Kommandoübertragung gestattet dann auch die logische Verknüpfung der Kommandos auf der Sender- und Empfängerseite. Nach der Schaltung von Bild 2.5 entstehen aus der Kombination von drei Simultankommandos sieben Einzelkommandos. Bei vier Simultankommandos erhöht sich die Zahl der Einzelkommandos nach der Verknüpfungstabelle auf Fünfzehn. Diese Art der Kommandokombination ist aber nur in Sonderfällen (Vielfunktionsmodell) bei Tip-Anlagen sinnvoll, da sie die vollsimultane Kommandogebung aufhebt. Daß die Anwendung logischer Verknüpfungen bei anderen Fragen der Dekodierung noch eine Rolle spielen wird, erfährt der Leser in den Abschnitten zur Digitaldekodierung.

2.2. Gesetzliche Bestimmungen

Da die Fernsteueranlage eine Funkanlage ist, unterliegt sie und ihr Betrieb den gesetzlichen Bestimmungen der *Landfunkordnung* vom 12. Februar 1974. Die darin enthaltenen Vorschriften für das Herstellen, Errichten und Betreiben von Funkanlagen zur Fernsteuerung von Modellen sind genauestens zu befolgen. Die wesentlichen Dinge, die unbedingt beachtet werden müssen, sind im folgenden kurz genannt. Der volle Wortlaut der im Gesetzblatt verkündeten Landfunkordnung ist in Abschnitt 8.3.1. wiedergegeben.

Bevor mit eigenen Fernsteuerversuchen begonnen wird, richtet man an die für den Wohnort zuständige Bezirksdirektion der *Deutschen Post* einen Antrag zum Errichten und Betreiben einer Funkanlage zur Fernsteuerung von Modellen. Dieser Antrag muß folgende Angaben enthalten:

Antrag auf Erteilung einer Genehmigung zum Herstellen, Errichten und Betreiben einer Funkanlage zur Fernsteuerung von Modellen (Landfunkordnung vom 12. Februar 1974).

1. Name und Anschrift des Antragstellers:
geb. am:
PA-Nr.:
2. Verwendungszweck der Funkanlage (Schiffs-, Flug- oder Fahrmodell)
3. Art des Senders und seiner Ausgangsleistung in Watt sowie Art des Empfängers (bei Industriegeräten Angaben der Herstellerfirma und der Typenbezeichnung des *Ministeriums für Post- und Fernmeldewesen*)
4. Beantragte Sendefrequenz
5. Sendeart:
(bei A_2 ist Angabe der Tonfrequenzen erforderlich)
6. Art des Empfängers (Schaltaufbau)
7. Einsatzgebiet der Funkanlage:
8. Für Anlagen, die im Eigenbau hergestellt werden, sind Stromlaufpläne beizufügen.

Für Personen unter 18 Jahren muß dem Antrag die schriftliche Einwilligung des gesetzlichen Vertreters beigefügt werden. Vor dem Vertrieb (An- und Verkauf von Funkanlagen) ist die Genehmigung der *Deutschen Post* einzuholen.

Unterschrift:

Erst nachdem von der *Deutschen Post* die Genehmigungsurkunde gegen die Gebühr von 3,00 M zugesandt worden ist, kann die Fernsteueranlage in Betrieb genommen werden. Die Genehmigung berechtigt lediglich zum Herstellen, Errichten und Betreiben der im Antrag gekennzeichneten Funkanlage zur Fernsteuerung von Modellen. Für die Übermittlung von Nachrichten (Telegrafie- oder Sprechfunk) dürfen diese Funkanlagen nicht verwendet werden. Das gilt auch für andere Zwecke der Fernbedienung, z. B. das Öffnen von Garagentoren oder Haustüren.

Soll eine zweite Fernsteueranlage in Betrieb genommen werden, so ist ein neuer Antrag zu stellen. Der Gesetzgeber schreibt weiter vor, daß die Fernsteueranlage nur von der in der Genehmigungsurkunde bezeichneten Person errichtet und betrieben werden darf. Der Antragsteller ist daher für die Fernsteueranlage persönlich haftbar und muß auch deren mißbräuchliche Benutzung verhindern. Ferner ist er dafür verantwortlich, daß die Anlage den auferlegten Bedingungen der Genehmigungsurkunde entspricht. Wollen Interessenten unter 18 Jahren die Fernsteueranlage errichten und betreiben, so muß auch die schriftliche Einwilligung der Erziehungsberechtigten vorliegen. Die errichtete Fernsteueranlage darf aber erst betrieben werden, wenn sie durch Beauftragte der *Deutschen Post* abgenommen worden ist. Die Freigabe zum Funkbetrieb wird auf der Genehmigungsurkunde vermerkt und durch eine Genehmigungsnummer für den Sender bescheinigt. Für den Aufbau einer Fernsteueranlage hat der Antragsteller ein Jahr Zeit, gerechnet von der Antragstellung bis zur Abnahme der Anlage. Wird diese Frist überschritten, so muß die Urkunde an die ausstellende Dienststelle der *Deutschen Post* zurückgesandt und der Antrag neu gestellt werden.

An dieser Stelle sei noch ein weiterer Hinweis gestattet, der die rechtlichen Fragen der Haftung bei verursachten Schäden berührt. Es liegt in der Natur der Sache, daß ferngesteuerte Modelle, aus welchen Gründen auch immer, manchmal nicht mehr den Befehlen der Steuernden gehorchen. Bei Auto- und Schiffsmodellen wird das zwar unerfreulich sein, aber in der Regel kaum ernste Folgen haben. Anders ist das schon bei Flugmodellen. Ein außer Kontrolle geratenes Flugmodell kann, wie es der Zufall will, bei der Eigenlandung einigen Schaden an Fensterscheiben, Antennen, Autos o. ä. anrichten. In einem solchen Fall ist der Benutzer des Modells für den entstandenen Schaden haftbar. Selbst wenn das nur selten eintreten wird, ist es sinnvoll, dafür haftpflichtversichert zu sein. Mitglieder der GST sind, sofern sie ihren Mitgliedsbeitrag pünktlich entrichtet haben, bei der Ausübung des Modellsports über die GST haftpflichtversichert. Nichtmitglieder der GST sind bei der Ausübung des Modellsports ebenfalls haftpflichtversichert, sofern sie eine Haushaltversicherung abgeschlossen haben, denn Haftpflichtansprüche aus sportlicher Tätigkeit werden darüber reguliert. Bei Schadensersatzansprüchen gegenüber Mitgliedern von Modellbauzirkeln der Schulen, Pionierhäuser oder Klubs *Junger Techniker* tritt die Haftpflichtversicherung der Schule bzw. der außerschulischen Einrichtung ein. Ist der Flugmodellsportler nicht über eine der drei genannten Arten haftpflichtversichert, so sollte er sich von dem für seinen Wohnsitz zuständigen Beauftragten der *Staatlichen Versicherung der DDR* in Fragen der Haftpflichtversicherung beraten lassen. Vorbeugen an dieser Stelle erspart manchen Ärger oder gar einen tiefen Griff in die Geldbörse.

2.3. Allgemeine Probleme der elektronischen Modellfernsteuerung

Für die Funkfernsteuerung von Modellen sind in der DDR nach der Landfunkordnung folgende Frequenzbereiche freigegeben:

13,56 MHz ± 0,05 %
27,12 MHz ± 0,6 %
433,92 MHz ± 0,2 %

Ein Blick in Tabelle 2.1. läßt sofort erkennen, daß der Frequenzbereich 27,12 MHz ± 0,6 % weltweit für die Modellfernsteuerung genutzt wird. Es ist auch das Frequenzband, für das die weitaus meisten Modellfernsteuergeräte bzw. -anlagen errichtet werden, und das bringt bei der zunehmenden Beliebtheit dieses Hobbys nicht unwesentliche Probleme mit sich. Am wenigsten genutzt sind die Bänder 13,56 MHz ± 6,78 kHz und 433,92 MHz ± 868 kHz. Einer breiten Nutzung des 13,56-Mhz-Bandes stehen der schlechte Antennenwirkungsgrad bzw. die unhandlichen Antennenlängen und die geringe Bandbreite von 13,56 kHz entgegen, die lediglich den Betrieb von zwei extrem schmalbandigen Digitalanlagen erlaubt und damit am ehesten für Eigenbauanlagen von Interesse ist. Allerdings muß der Amateur in diesem Frequenzband mit einer Vielzahl von Störungen rechnen.

In bezug auf geringe Antennenabmessungen und damit günstigen Antennenwirkungsgrad sowie die große Bandbreite von 1 736 kHz bietet das 433,92-MHz-Band die besten Voraussetzungen. Auch ist wegen der besonderen Ausbreitungseigenschaft der Funkwellen in diesem Frequenzbereich mit nur geringen Störungen zu rechnen. Allerdings haben die technischen Schwierigkeiten bei der Beherrschung dieser hohen Frequenzen und der damit verbundene Aufwand die breite Nutzung des 433,92-MHz-Bandes bisher verhindert.

Der Frequenzbereich 27,12 MHz ± 0,6 % ist außer für die Modellfernsteuerung auch für wissenschaftliche, industrielle und medizinische Zwecke sowie für den Betrieb von Kleinstfunksprechgeräten vorgesehen. Die HF-Geräte für wissenschaftliche, industrielle und medizinische Zwecke unterliegen keiner Leistungsbeschränkung, obwohl im Interesse eines wirtschaftlichen Betriebes der Geräte die freie Strahlung gering gehalten werden wird, da sie für den Anwendungszweck keinen Nutzen bringt. Damit verbunden aber ist die Konsequenz, daß beim Betrieb von Modellfernsteueranlagen in diesem Frequenzbereich Störungen auftreten können. Modellfernsteueranlagen genießen daher im Störungsfall gegenüber anderen Fernmelde- oder Hochfrequenzanlagen, soweit diese ordnungsgemäß betrieben werden, keinen Schutz. Die *Deutsche Post* übernimmt demzufolge in diesem Frequenzbereich keine Verpflichtungen über Funkentstörungsmaßnahmen zur Sicherung des Modellfernsteuerbetriebes mit Funkfernsteueranlagen.

Für das Errichten und Betreiben von Kleinstfunksprechgeräten im Frequenzbereich 26,96 MHz bis 27,28 MHz mit Sendeleistungen bis 100 mW und 20 kHz Kanalabstand sind in der DDR folgende vier Kanalgruppen vorgesehen:

Gruppe I
26,96 27,05 27,13 27,21 MHz
Gruppe II
26,99 27,07 27,15 27,23 MHz
Gruppe III
27,01 27,09 27,17 27,25 MHz
Gruppe IV
27,03 27,11 27,19 27,27 MHz

Tabelle 2.1. Für die Modellfernsteuerung freigegebene Frequenzbereiche in einigen Ländern

Land	Frequenzband	maximale HF-Leistung
Belgien	26,96 ... 27,24 MHz;	
	32,25 ... 32,65 MHz;	5 W
	72,00 ... 72,50 MHz	
BRD	13,56 MHz ± 0,05%;	
	27,12 MHz ± 0,6%;	
	34,40; 34,70; 35,00;	
	35,30; 35,60 MHz	1 W
	nur für Flugmodelle	
	40,68 MHz ± 0,05%;	
	433,92 MHz ± 0,2%	
ČSSR	27,12 MHz ± 0,6%;	
	40,68 MHz ± 0,2%;	1 W
	132,25 MHz ± 0,1%	
Dänemark	27,12 MHz ± 0,6%	5 W
DDR	13,56 MHz ± 0,05%;	
	27,12 MHz ± 0,6%;	1 W
	433,92 MHz ± 0,2%	
Finnland	27,12 MHz ± 0,6%	5 W
Frankreich	27 ... 27,5 MHz;	
	144 ... 146 MHz;	5 W
	436 ... 437 MHz	
Großbritannien	27,12 MHz	
	Kanäle 4, 9, 13, 18,	1,5 W
	23, 28	
Holland	27,095 ... 27,145 MHz;	
	144 ... 146 MHz	5 W
Italien	27,12 MHz ± 0,6%;	
	28 ... 29,7 MHz	5 W
Japan	27,12 MHz ± 0,6%;	
	464 ... 465 MHz	5 W
Norwegen	27,12 MHz ± 0,6%	5 W
Polen	27,12 MHz ± 0,6%	2 W
Schweiz	13,56 MHz ± 0,05%;	
	27,12 MHz ± 0,6%	5 W
	40,68 MHz ± 0,05%	
Schweden	27,12 MHz ± 0,6%	5 W
Türkei	27,12 MHz ± 0,6%;	
	40,68 MHz ± 0,5%	5 W
UdSSR	27,12 MHz	
	28 ... 29,7 MHz;	1 W
	144 ... 146 MHz;	
	420 ... 435 MHz	
Ungarn	28 ... 29,7 MHz;	
	144 ... 146 MHz	10 W
USA	27,12 MHz ± 0,6%;	
	50 ... 54 MHz;	1 W
	464 ... 465 MHz	
	72,04; 72,40; 72,96;	
	75,64 MHz	0,75 W

Die Gruppen werden verschiedenen Bedarfsträgern zugeordnet. Bedingt durch die internationale Entwicklung der Modellfernsteueranlagen zur Anwendung immer schmalbandigerer Empfänger, entstand die in Tabelle 2.2. wiedergegebene Kanalaufteilung mit einem 10-kHz-Frequenzraster und mindestens 20 kHz Kanalabstand für die zur Fernsteuerung verwendeten Kanäle. Die Kanalverteilung ist historisch entstanden und wird heute auch bei internationalen Wettkämpfen zugrunde gelegt. Bei besserer Ausnutzung des Frequenzbereichs könnten, selbst bei 20 kHz Kanalabstand, statt der jetzt zwölf sechzehn Fernsteueranlagen gleichzeitig betrieben werden. Die Hersteller von extrem schmalbandigen Empfängern nutzen die dadurch entstandenen »Lücken« aus und belegen die aus Tabelle 2.3. ersichtlichen

Tabelle 2.2. Kanalaufteilung des 27,12-MHz-Fernsteuerbandes

Kanal	Kennfarbe	Senderquarzfrequenz in MHz	Empfängerquarzfrequenz für ZF = 460 kHz	Empfängerquarzfrequenz für ZF = 455 kHz
1		26,965	26,505	26,510
2	schwarz	26,975	26,515	26,520
3		26,985	26,525	26,530
4	braun	26,995	26,535	26,540
5		27,005	26,545	26,550
6		27,015	26,555	26,560
7	braun/rot	27,025	26,565	26,570
8		27,035	26,575	26,580
9	rot	27,045	26,585	26,590
10		27,055	26,595	26,600
11		27,065	26,605	26,610
12	rot/orange	27,075	26,615	26,620
13		27,085	26,625	26,630
14	orange	27,095	26,635	26,640
15		27,105	26,645	26,650
16		27,115	26,655	26,660
17	orange/gelb	27,125	26,665	26,670
18		27,135	26,675	26,680
19	gelb	27,145	26,685	26,690
20		27,155	26,695	26,700
21		27,165	26,705	26,710
22	gelb/grün	27,175	26,715	26,720
23		27,185	26,725	26,730
24	grün	27,195	26,735	26,740
25		27,205	26,745	26,750
26		27,215	26,755	26,760
27	grün/blau	27,225	26,765	26,770
28		27,235	26,775	26,780
29		27,245	26,785	26,790
30	blau	27,255	26,795	26,800
31		27,265	26,805	26,810
32		27,275	26,815	26,820

Tabelle 2.3. Kanalaufteilung des 27,12-MHz-Fernsteuerbandes für schmalbandige Empfänger ($B_{NF} < 3,5$ kHz bei 3 dB)

Kanal	Kennfarbe	Senderquarzfrequenz in MHz
2	schwarz	26,975
4	braun	26,995
5/6	schwarz/braun	27,010
7	braun/rot	27,025
9	rot	27,045
10/11	schwarz/rot	27,060
12	rot/orange	27,075
14	orange	27,095
15/16	schwarz/orange	27,110
17	orange/gelb	27,125
19	gelb	27,145
20/21	schwarz/gelb	27,160
22	gelb/grün	27,175
24	grün	27,195
25/26	schwarz/grün	27,210
27	grün/blau	27,225
28/29	schwarz/blau	27,240
30	blau	27,255
32	schwarz/violett	27,275

Kanäle. Durch den damit möglichen gleichzeitigen Betrieb von neunzehn Fernsteueranlagen wird eine wesentlich bessere Bandausnutzung erreicht.

Im Interesse der optimalen Bandausnutzung geht die Entwicklung eindeutig dahin, das 27,12-MHz-Band im 10-kHz-Raster zu nutzen. Das bedeutet für die Anwendung bei Funksprechgeräten, Fernsteueranlagen und anderen beweglichen Landfunkdiensten, daß Sender und Empfänger mit einer Bandbreite von $B_{HF} = 8$ kHz arbeiten, bei einer Dämpfung von 23 dB für Abstrahlungen außerhalb dieser Bandbreite. Der Sicherheitsabstand beträgt damit 4 kHz. Die Anwendung der HF-Bandbreite $B_{HF} = 8$ kHz bedingt eine NF-Bandbreite von $B_{NF} = 4$ kHz bei AM-Betrieb. Daraus wird schon ersichtlich, daß Anlagen für solche engen Toleranzen ein spezielles Konzept, hohen technischen Entwicklungsstand sowie strenge Prüfvorschriften erfordern. Damit sind durch die technische Weiterentwicklung verschärfte Bedingungen vorgegeben, die auch die Amateure mit ihren Eigenbauanlagen einhalten müssen. Das 433-MHz-Band ist im 50-kHz-Raster (s. a. Tabelle 2.4.) eingeteilt. Damit sind in diesem Frequenzbereich hinsichtlich Bandbreite wesentlich günstigere Bedingungen gegeben. Daß die technischen Probleme von UHF-Anlagen deswegen nicht geringer

Tabelle 2.4. Kanalaufteilung des 433-MHz-Bandes

Kanal	Kennfarbe	Sendefrequenz in MHz
66		433,10
67	schwarz	433,15
68		433,20
69		433,25
70	schwarz/braun	433,30
71		433,35
72		433,40
73	braun	433,45
74		433,50
75		433,55
76	braun/rot	433,60
77		433,65
78		433,70
79	rot	433,75
80		433,80
81		433,85
82	rot/orange	433,90
83		433,95
84		434,00
85	orange	434,05
86		434,10
87		434,15
88	orange/gelb	434,20
89		434,25
90		434,30
91	gelb	434,35
92		434,40
93		434,45
94	gelb/grün	434,50
95		434,55
96		434,60
97	grün	434,65
98		434,70
99		434,75

sind, sondern nur in anderen Bereichen liegen, wird aus den weiteren Ausführungen noch hervorgehen.

Neben den genannten Sprechfunkanlagen kleiner Leistung werden in den Frequenzbereichen 27,12 MHz ± 0,6 % und 433 MHz noch eine Reihe fester und beweglicher Funkdienste mit Leistungen zwischen einigen 10 W und mehreren Kilowatt betrieben. Liegen entsprechende Ausbreitungsbedingungen für Boden- oder Raumwellen vor und fällt der »Störer« in den Durchlaßbereich des Empfängers, so hilft nur der Kanalwechsel, um die Störungen unwirksam zu machen. Es muß demzufolge mit Störungen verschiedener Art gerechnet werden, und der Fernsteuerpilot kann auch keinen Schutzanspruch gegenüber der *Deutschen Post* anmelden. Ihm bleibt also nur übrig, sich in der Weise auf die gegebenen Umstände einzustellen, daß die Wirkung der Störungen auf ein Minimum herabgesetzt wird.

Um den Einfluß von HF-Geräten für wissenschaftliche, industrielle oder medizinische Zwecke zu mindern, hilft nur eins – genügend großer Abstand. Der Fernsteuerbetrieb, besonders aber der Modellflugbetrieb, sollte daher nur in größerer Entfernung von Ortschaften, Industrieanlagen und Funksendestellen erfolgen. Funksendestellen im Kurzwellenbereich können den Fernsteuerempfänger durch ihre hohe Feldstärke (Empfänger wird zugeregelt und damit unempfindlich) oder durch Kreuzmodulationserscheinungen stören. Manche Störungen treten erst in gewisser Höhe über dem Erdboden auf, so daß auch ein Kontrollempfänger nicht immer die absolute Gewähr für Störungsfreiheit gibt, selbst wenn mit ihm keine oder nur schwache Störungen nachweisbar sind.

Der Einfluß von Störungen wird auch gemindert, wenn im Aktionsbereich des Modells immer eine genügend große Empfangsfeldstärke vorhanden ist. Man sollte daher das Modell nie zu weit entfliegen lassen. Die Grenze der Entfernung, in der der Flug- bzw. Fahrzustand eines Modells noch gut beurteilt und damit auch das Modell wirklich ferngesteuert werden kann, liegt bei etwa 500 m.

Die Empfangsfeldstärke hängt nicht nur von der Entfernung des Modells vom Piloten, sondern auch ganz wesentlich von der Senderhaltung (Richtung der Senderantenne) und der Antennenanbringung im bzw. am Modell ab. Die Ratschläge zu diesen Punkten (s. Abschnitt 4.2.1.4.) sollten daher unbedingt befolgt werden. Der Platz für die Fernsteuerung sollte weiterhin frei von reflektierenden Objekten wie Wasserflächen, Maschendrahtzäune, eng benachbarte Hügel o. ä. sein, da auch Reflexionserscheinungen die Empfangsfeldstärke mindern können.

Ferner muß beachtet werden, daß die Fernsteueranlagen je nach Sendeart einen unterschiedlich großen Störabstand von dem immer vorhandenen Störpegel bedingen. Bei den Tip-Anlagen kann der »Störer« die Funktion der Anlage nur beeinflussen, wenn er in den Durchlaßbereich des Empfängers und außerdem in den Durchlaßbereich der Tonkreise fällt. Diese Doppelbedingung ist selten erfüllt, so daß sich Tip-Anlagen durch ein hohes Maß an Störsicherheit auszeichnen und nur einen geringen Störabstand erfordern. Die modernen Digital-Proportionalanlagen werden in der Sendeart A 9 betrieben (Tabelle 2.5.). Bei der Sendeart A 9 wird der Träger ein- und ausgetastet, wobei die Information in der veränderlichen Impulsbreite enthalten ist. Bei der kleinsten Impulsbreite von 1 ms und steilen Impulsflanken ist eine Empfängerbandbreite von $B_{NF} = 5$ kHz erforderlich. Fällt nun ein

Tabelle 2.5. Kennzeichnung gebräuchlicher Sendearten

Amplitudenmodulation

A 0	Fehlen jeglicher Modulation
A 1	Telegrafie ohne Modulation durch eine hörbare Frequenz (Ein-Aus-Tastung)
A 2	Telegrafie, tönend (z. B. Tip-Anlage)
A 3	Fernsprechen, Zweiseitenband voller Träger
A 3a	Fernsprechen, Einseitenband, verminderter Träger
A 3b	Fernsprechen, zwei voneinander unabhängige Seitenbänder, verminderter Träger
A 4	Bildfunk
A 5	Fernsehen
A 9	Gemischte Übertragungen (z. B. Digital-AM)
A 9c	Gemischte Übertragungen, verminderter Träger

Frequenz- oder Phasenmodulation

F 0	Fehlen jeglicher Modulation
F 1	Frequenzumtastung
F 2	Telegrafie, tönend
F 3	Fernsprechen
F 4	Bildfunk
F 5	Fernsehen
F 9	Gemischte Übertragungen (z. B. Digital-AM)

Impulsmodulation

P 0	Fehlen jeglicher Modulation
P 1	Telegrafie ohne Modulation
P 2	Telegrafie durch Tasten der Modulationsfrequenz oder durch Tasten modulierter Impulse
P 2d	Modulation der Impulsamplitude
P 2e	Modulation der Impulsbreite
P 2f	Modulation der Impulsphase oder -lage
P 3	Fernsprechen
P 3d	Fernsprechen, Modulation der Impulsamplitude
P 3e	Fernsprechen, Modulation der Impulsbreite
P 3f	Fernsprechen, Modulation der Impulsphase oder -lage
P 9	Gemischte Übertragungen und Fälle, die oben nicht angeführt sind

»Störer« in diesen Durchlaßbereich des Empfängers, so wird damit bereits eine Störung möglich. Aus diesem Grunde erfordern Digitalanlagen, die nach der Sendeart A 9 arbeiten, zwangsläufig einen größeren Abstand zwischen Stör- und Nutzsignal als die Tip-Anlagen. Das wiederum bedingt eine höhere Sendeleistung bei den Digitalanlagen als bei den Tip-Anlagen. Das bedeutet, daß bereits bei Verdopplung des Störabstands die Sendeleistung das Vierfache betragen muß. Bei gleichem Aufwand für die Stromversorgung werden dann nur relativ kurze Betriebszeiten erreicht, und damit wird der Sendebetrieb recht schnell unökonomisch. Eine erhöhte Sendeleistung bei Digitalanlagen verbessert zwar auch die Reichweite, dient aber in erster Linie dazu, den Störabstand zu vergrößern und so externe »Störer« abzuwehren.

Den Ausweg aus dieser Situation bieten Sendearten mit Frequenzmodulation oder die Verwendung eines Hilfsträgers ähnlich der *Digilog*-Anlage. An beiden Problemen wird gegenwärtig gearbeitet. Frequenzmodulationsverfahren erfordern hochpräzise Schwingquarze und weiteren hohen technischen Aufwand, so daß dadurch die Kosten einer Amateurfernsteueranlage noch sehr hoch sind. Auf diesem Gebiet können Fernsteueramateure also noch Pionierarbeit verrichten. Mit dem Vorstehenden sind einige Probleme der externen Störungen angesprochen worden. Hinzu kommen noch die Probleme der internen Störungen, die aber in Abschnitt 4.2.2., HF-Empfänger, erörtert werden.

Abschließend läßt sich feststellen, daß der Fernsteueramateur ganz zielstrebig alle Möglichkeiten ausnutzen muß, um bei der gegenwärtigen Situation der Frequenzvergabe für die Modellfernsteuerung einen störungsfreien Betrieb zu sichern.

3. Kommandokodierung

3.1. Allgemeines

Die Aufgabe der Kommandokodierung besteht darin, ein bestimmtes Kommando einem bestimmten elektrischen Signal unverwechselbar zuzuordnen. Im Laufe der langjährigen Entwicklung von Amateurfernsteueranlagen sind vielfältige Verfahren der Kommandokodierung und -dekodierung entworfen worden. Bewährt haben sich in der Praxis nur wenige.

Das auch heute noch einfachste Verfahren wird in der 1-Kanal-Tip-Anlage mit rauschspannungsgesteuerter Relaisschaltstufe angewendet. Die Kodierung besteht nur darin, daß man den Sender ein- oder ausschaltet. Der Empfänger wertet dieses Signal dahingehend aus, daß er ein Relais ein- oder ausschaltet. Viele Jahre mußten sich die Fernsteueramateure mit dieser denkbar einfachen Anlage begnügen, ja es sind sogar auf diesem Prinzip beruhende Proportionalanlagen entwickelt worden. An dieser Stelle wird sie nur erwähnt, da sie für einführende Fernsteuerexperimente auch heute noch in ihrer Einfachheit unübertroffen ist.

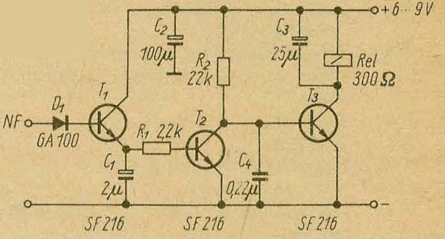


Bild 3.1
Rauschspannungsgesteuerte Relaisschaltstufe

Beim Pendelempfänger tritt bei ausgeschaltetem Sender am Ausgang eine kräftige Rauschspannung auf. Schaltet man den Sender ein, und das Pendelaudion empfängt eine unmodulierte HF-Schwingung, so verschwindet das Rauschen ganz oder teilweise. Dieser Effekt dient zur Steuerung einer Relaisschaltstufe (Bild 3.1). Die Rauschspannung wird von der Diode D_1 gleichgerichtet und gelangt auf die Basis von T_1. Damit werden T_1 und T_2 leitend. Die Basis von T_3 wird dadurch über R_2 auf Masse geschaltet; T_3 sperrt, und das Relais Rel fällt ab. Für den Fall »Sender eingeschaltet« verschwindet das Rauschen, damit sind T_1 und T_2 gesperrt, T_3 leitend und das Relais angezogen. Durch die Verwendung von Ge- oder Si-Dioden für D_1 kann die Empfindlichkeit der Schaltstufe eingestellt werden. Die Stufe soll nur bei maximaler Rauschamplitude ansprechen. Auf diese Weise wird die maximale Reichweite erreicht, da dann schon geringe Rauschspannungsänderungen an der Reichweitegrenze das Relais anziehen lassen.

Um die Fernsteueranlage mit mehreren Kanälen auszurüsten, sind andere Kodierungsverfahren notwendig geworden. Der nächste Entwicklungsschritt war also, jedem Kanal eine bestimmte Niederfrequenz (NF) zuzuordnen. Diese Anlagen unter der Bezeichnung Tip-Anlagen haben bis zu zehn Kanäle bei dreifachsimultaner Betätigung. Bei vertretbarem Schaltungsaufwand sind mit diesen Anlagen gute Ergebnisse erzielt worden. Der Hauptnachteil bestand in der Eigenart der Tip-Steuerung, nur konstante Ruderausschläge zu ermöglichen. Um diesen Mangel zu überwinden, sind dann NF-kodierte Proportionalanlagen entwickelt worden. Bei diesen Anlagen stieg der Aufwand aber recht schnell, und die Ergebnisse, vor allem die Betriebssicherheit, genügten nicht den Ansprüchen. Erst die Einführung der Digitaltechnik gestattet es auch dem Amateur, mit relativ geringem Bauelement- und Schaltungsaufwand die vollsimultane Proportionalsteuerung zu realisieren. Bei Tip-Anlagen wird allerdings die NF-Kodierung wegen ihrer Einfachheit auch weiterhin angewendet. In den folgenden Abschnitten werden verschiedene Schaltungsversionen besprochen, wobei jeweils nur bewährte Schaltungen ausgewählt worden sind.

3.2. Frequenzkodierung

3.2.1. Frequenzkodierung des Schaltkommandos (Tip-Anlagen)

Ehe die Schaltungen zur Lösung dieser Aufgaben vorgestellt werden, ist die Analyse der wichtigsten damit verbundenen Probleme angeraten.

Jedem Fernsteuerkanal soll eine ganz bestimmte Niederfrequenz entsprechen. Angenommen, es sollen zehn Kanäle übertragen werden, so muß man dafür das geeignete NF-Band auswählen. Um die Bandbreite des Übertragungskanals nicht zu breit zu machen, sollten die Kanalfrequenzen möglichst niedrig sein. Dagegen bedingen aber niedrige Kanalfrequenzen relativ großvolumige Bauelemente, die besonders auf der Empfängerseite unerwünscht sind. Aus Tabelle 3.1. kann abgelesen werden, welche Frequenzeinteilungen sich in der Praxis bewährt haben.

Tabelle 3.1. Kanaleinteilungen für NF-Schaltstufen

Simton Start (kHz)	*Grundig (Varioton)* (kHz)	*Hoyer* (kHz)	*Telecont* (kHz)	*Junior 5* (kHz)
0,890	0,825	0,750	2,140	1,540
1,080	1,110	0,900	3,020	2,000
1,320	1,700	1,080	3,930	2,500
1,610	2,325	1,320	5,100	3,000
1,970	3,000	1,610	6,300	3,670
2,400	3,670	1,970	7,500	
2,940	4,300	2,400	8,700	
3,580	5,700	2,940	10,000	
4,370	6,350	3,580	11,600	
5,310	7,150	4,370		
		5,310		
		6,500		

Nach welchen Gesichtspunkten wird nun die Größe der Kanalfrequenz im ausgewählten NF-Band festgelegt? Nach Bild 3.2 gehört zu jeder Kanalfrequenz auf der Senderseite eine gleich große auf der Empfängerseite. Eine Eigenschaft der zur Dekodierung verwendeten NF-Schwingkreise ist ihr Ansprechverhalten etwa nach den eingezeichneten Glockenkurven. Das bedingt eine gewisse Ansprechbreite Δf,

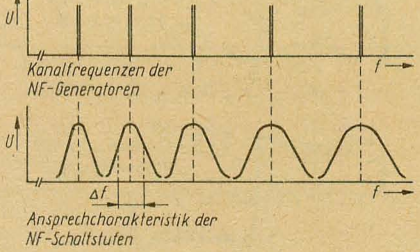

U
f
Kanalfrequenzen der NF-Generatoren
U
Δf
f
Ansprechcharakteristik der NF-Schaltstufen

Bild 3.2
NF-Bandeinteilung für Kodierung und Dekodierung

um die dann auch die NF senderseitig abweichen kann, ohne daß es zu Fehlfunktionen kommt. Die Ansprechbreiten der NF-Schaltstufen dürfen aber wiederum nicht zu groß gewählt werden, damit sich die Nachbarkanäle nicht beeinflussen. Die Glockenkurven sollen also möglichst hoch sein, sich aber nicht überlappen. Das wird durch einen genügenden Abstand der Kanalfrequenzen zueinander erreicht.

Erzeugt der NF-Generator im Sender nur eine Sinusschwingung, so wird das Signal auf dem Übertragungsweg – in der Regel verformt – meist stark begrenzt. Damit bleibt nach Bild 3.3 zwar die Grundschwingung erhalten, aber es entstehen Oberwellen mit der ganzzahligen vielfachen Frequenz der Grundwelle. Diese Oberwellen können so große Amplituden erreichen, daß sie die NF-Schaltkreise im Empfänger zum Ansprechen bringen. Um das zu vermeiden, werden die Oberwellen in die Lücken zwischen die Glockenkurven gelegt. Mit anderen Worten, kein Vielfaches einer tieferen Kanalfrequenz darf eine höhere Kanalfrequenz ergeben. Nach diesen Überlegungen sind auch die Kanalverteilungen (Tabelle 3.1.) entworfen worden. Somit ergeben sich folgende Forderungen, die an den NF-Generator im Sender gestellt werden:

1. Die erzeugte Frequenz muß genügend konstant sein.
2. Im gesamten erforderlichen Frequenzbereich muß eine einwandfreie Funktion gewährleistet sein.
3. Die NF-Spannung soll möglichst sinusförmig sein.
4. Die Frequenz sollte in einfacher Weise variierbar sein.
5. Es ist die Schaltung vorzuziehen, die die Forderungen 1 bis 4 mit geringstem Bauelementeaufwand erfüllt.

Prinzipiell besteht jede Schaltung zur Schwingungserzeugung aus einem Verstärkungselement (Transistor) und einem geeigneten Rückkopplungsnetzwerk. Das Rückkopplungsnetzwerk hat dabei die Aufgabe, vom Ausgang des Verstärkerelements eine Spannung auf dessen Eingang zurückzuführen, die nach Betrag und Phase der Eingangsspannung entspricht. Zum Anfachen und Aufrechterhalten der Schwingung ist eine positive Rückkopplung erforderlich (Bild 3.4). Bei den *LC*-NF-Generatoren besteht das Rückkopplungsnetzwerk aus einem geeignet geschalteten *LC*-Netzwerk. Von den in der Modellfernsteuertechnik angewen-

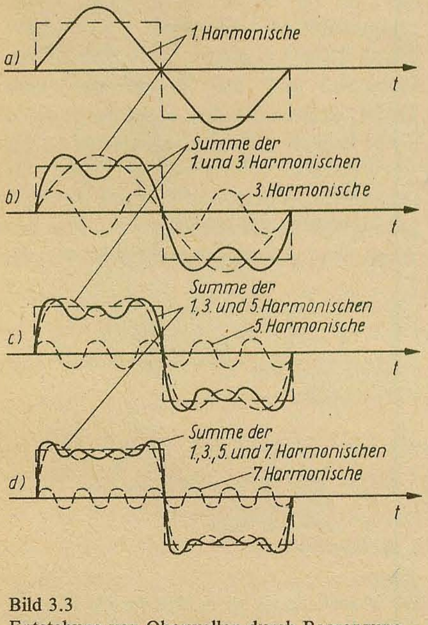

a)
1. Harmonische
t
Summe der 1. und 3. Harmonischen
b)
3. Harmonische
t
Summe der 1., 3. und 5. Harmonischen
5. Harmonische
c)
t
Summe der 1., 3., 5. und 7. Harmonischen
7. Harmonische
d)
t

Bild 3.3
Entstehung von Oberwellen durch Begrenzung

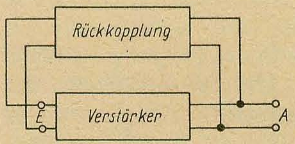


Bild 3.4
Prinzipschaltung eines NF-Generators

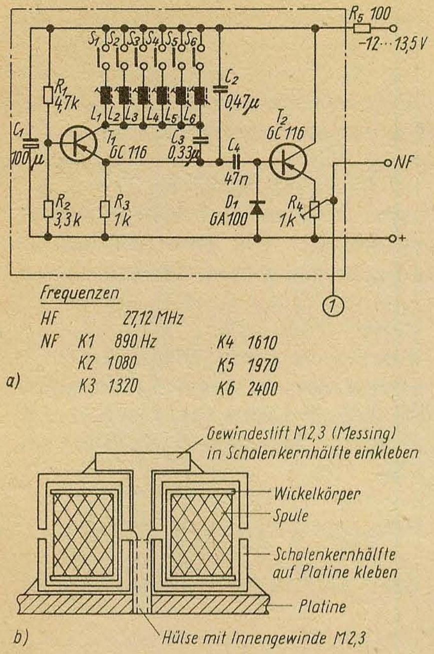
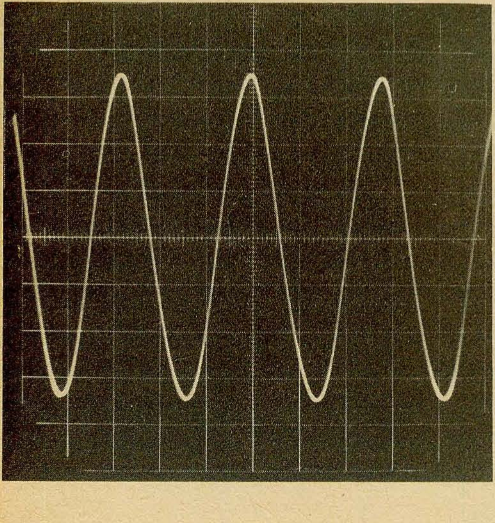

R5 100
−12···13,5 V
S1 S2 S3 S4 S5 S6
C2
0,47μ
R1
4,7k
L1 L2 L3 L4 L5 L6
C1
100μ
T1
GC 116
C3
0,33μ
C4
47n
T2
GC 116
NF
R2
3,3k
R3
1k
D1
GA100
R4
1k
+
1
Frequenzen
HF 27,12 MHz
NF K1 890 Hz
K2 1080
K3 1320
K4 1610
K5 1970
K6 2400
a)
Gewindestift M2,3 (Messing) in Schalenkernhälfte einkleben
Wickelkörper
Spule
Schalenkernhälfte auf Platine kleben
Platine
Hülse mit Innengewinde M2,3
b)

Bild 3.5
NF-Generator in *Colpitts*-Schaltung (Anlage: *start*); a – Stromlaufplan, b – Schalenkern für Schwingkreisinduktivität mit weitem Abgleichbereich

Bild 3.6
Ausgangsspannung des NF-Generators nach Bild 3.5



deten *LC*-NF-Generatoren seien stellvertretend drei ausgewählt.

Der NF-Generator nach Bild 3.5 arbeitet in *Colpitts*-Schaltung – in kapazitiver Dreipunktschaltung – und wird in der angegebenen Dimensionierung in der Fernsteueranlage *start* eingesetzt. Der Transistor arbeitet in Basisschaltung. Die Widerstände des Basisspannungsteilers sind nicht überbrückt. Diese Gegenkopplung bewirkt, daß der Tongenerator eine einwandfreie sinusförmige NF-Spannung abgibt (Bild 3.6). Das Rückkopplungsverhältnis ist durch C_2 und C_3 vorgegeben. Die *Colpitts*-Schaltung bietet den Vorteil, daß der Generator durch abgleichbare Schalenkerne für die Kanäle genau auf die Kanalfrequenzen abgestimmt werden kann. Das *LC*-Verhältnis beeinflußt allerdings die Amplitude der NF-Spannung, so daß man nicht mehr als sechs Frequenzen mit einer C_2/C_3-Kombination erzeugen sollte. Die Frequenz des Tongenerators wird nur in geringem Maße von Schwankungen der Umgebungstemperatur und der Speisespannung beeinflußt. Den Lasteinfluß der nachfolgenden Stufen schaltet der Impedanzwandler mit T_2 weitgehend aus. Die Frequenz des NF-Generators berechnet man nach

$$f = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} \tag{1}$$

und

$$\frac{1}{C_{\text{ges}}} = \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3}, \tag{2}$$

$$C_{\text{ges}} = \frac{C_2 \cdot C_3}{C_2 + C_3} \tag{3}$$

zu

$$f = \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{1}{L} \cdot \left(\frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3}\right)}, \tag{4}$$

mit

$$L = w^2 \cdot A_{\text{L}} \,. \tag{5}$$

Den größten Einfluß auf Frequenzschwankungen haben die temperaturbedingten Wertänderungen der Schwingkreisbauelemente. Mit Gl. (4) erhält man für die Frequenzabweichung

$$\frac{\Delta f}{f} = -\frac{1}{2}\cdot\left(\frac{\Delta L}{L} + \frac{\Delta C}{C}\right). \qquad (6)$$

Die Größe von ΔL und ΔC richtet sich nach den Temperaturkoeffizienten der jeweiligen Bauelemente. Für sehr gute Frequenzkonstanz sollten also Bauelemente ausgewählt werden, deren Temperaturkoeffizienten sehr klein sind oder sich möglichst gegenseitig aufheben. Für die Spulen wären das Schalenkerne mit Luftspalt und für die Kondensatoren Kunstfolietypen (Polypropylen-, Polystyrol-Kondensatoren). Werden Schalenkerne mit Luftspalt verwendet, so kann man je nach Typ die Frequenz mit entsprechenden Abgleichelementen (Schraubkern) um 5% und mehr gegenüber dem berechneten Wert (A_L-Angabe) herabsetzen. Die Daten von Schalenkernen der optimalen Reihe sind in Tabelle 3.2. zusammengestellt. Will man Schalenkerne mit den höchsten A_L-Werten verwenden und trotzdem einen weiten Abgleichbereich haben, müssen in die Bohrung der Kerne Gewindestifte eingeklebt werden. Aus den Gleichungen (4) und (5) ergibt sich durch Umformung zur Berechnung der Windungszahl

$$w = \frac{1}{2\pi f}\cdot\sqrt{\frac{1}{A_L}\cdot\left(\frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3}\right)}. \qquad (7)$$

Damit können die Windungszahlen für

Tabelle 3.2. Schalenkerne, optimale Reihe

Kenngröße	Manifer (A_L in nH/w^2) 143	163	183	343
11 × 6	500 $^{+200}_{-100}$	800 ± 200	1500 ± 375	
		100 ± 3	250 ± 12	
	63 ± 1,9	63 ± 1,9	160 ± 5	
	40 ± 1,2	40 ± 1,2	100 ± 3	
		25 ± 0,8		
14 × 8	720 $^{+288}_{-144}$	1100 ± 280	2100 ± 525	140 ± 35
		160 ± 5	400 ± 20	40 ± 1,2
	100 ± 3	100 ± 3	250 ± 7,5	25 ± 0,75
	63 ± 1,9	63 ± 1,9	160 ± 5	
	40 ± 1,2	40 ± 1,2	100 ± 3	
18 × 11	1000 $^{+400}_{-200}$	1600 ± 400	3200 ± 800	180 ± 45
		400 ± 20	630 ± 32	40 ± 1,2
	160 ± 5	250 ± 7,5	400 ± 12	25 ± 0,75
	100 ± 3	160 ± 5	250 ± 7,5	
	63 ± 1,9	100 ± 3	160 ± 5	
	40 ± 1,2	63 ± 1,9		
22 × 13	1250 $^{+500}_{-250}$	2200 ± 500	4200 ± 1050	220 ± 55
	250 ± 7,5	630 ± 31	1000 ± 100	63 + 1,9
	160 ± 5	400 ± 20	630 ± 32	40 ± 1,2
	100 ± 3	250 ± 7,5	400 ± 12	
	63 ± 1,9	160 ± 5	250 ± 7,5	
		100 ± 3	160 ± 5	
		63 ± 1,9		

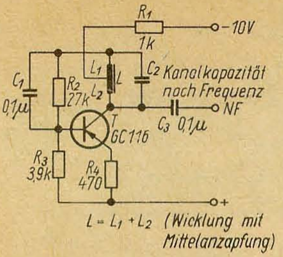

R1
1k
-10V
C1
0,1µ
R2
27k
L1
L2
L
C2 Kanalkapazität nach Frequenz
NF
T
GC116
C3 0,1µ
R3
3,9k
R4
470
+
L = L1 + L2 (Wicklung mit Mittelanzapfung)

Bild 3.7
NF-Generator in *Hartley*-Schaltung

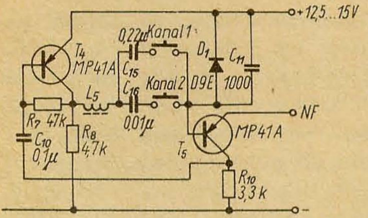


Bild 3.8
Zweistufiger NF-Generator mit *LC*-Rückkopplung (Anlage: *Pilot*)

jeden Kanal berechnet werden. Wegen der großen Toleranz der Schalenkerne erfolgt der genaue Abgleich auf die Kanalfrequenz mit dem nach Bild 3.5b hergerichteten Schalenkern.

In der Weise, wie man die Rückkopplung durch einen kapazitiven Spannungsteiler erreicht, kann der gleiche Effekt durch induktive Spannungsteilung hervorgerufen werden (Bild 3.7). Dazu reicht dann ein Kondensator aus. Allerdings müßten L und C_2 abgeschaltet werden, da der Tongenerator selbst bei abgeschalteter Schwingkreiskapazität wegen der schädlichen Kapazitäten (Spule, Bauelemente) mit wesentlich höherer Frequenz weiterschwingen würde. Der Tongenerator in *Hartley*-Schaltung zeichnet sich durch gute Schwingsicherheit, selbst bei niedrigsten Klemmenspannungen, und hohe Frequenzkonstanz aus. Übersteuerungen des Transistors und damit Verzerrungen der Sinusschwingung werden durch entsprechende Einstellung der Gegenkopplung mit dem Emitterwiderstand R_4 verhindert. Da der Tongenerator mit hochohmigem Ausgang arbeitet, sollte man zur Fernhaltung von Lastschwankungen einen Impedanzwandler, ähnlich wie in der Schaltung nach Bild 3.5, nachschalten.

Die Schwingfrequenz berechnet sich nach

$$f = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{C \cdot (L_1 + L_2)}}; \qquad (8)$$

für die Schaltung nach Bild 3.7 gilt $L_1 = L_2$.

Ein anderes Prinzip der Rückkopplung wird bei dem Tongenerator der sowjetischen Anlage *Pilot* angewendet (Bild 3.8). Die Phasendrehung von 180° zur Selbsterregung wird durch eine zweite Verstärkerstufe vorgenommen. Im Rückkopplungszweig liegt dann ein *LC*-Reihenschwingkreis, der nur für die Resonanzfrequenz die Rückkopplungsbedingungen erfüllt. Die Frequenz berechnet sich nach

$$f = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L_5 \cdot C_{15}}} \qquad (9)$$

für Kanal 1 und mit C_{16} für Kanal 2.

Die nichtüberbrückten Emitterwiderstände R_8 und R_{10} bewirken eine starke Gegenkopplung, so daß die Stufenverstärkung stark herabgesetzt wird und am Ausgang eine sinusförmige Spannung auftritt.

Im Gegensatz zu NF-Generatorschaltungen, die Schwingkreise als frequenzbestimmende Bauelemente benutzen, lassen sich auch Schwingungen mit geeigneten *RC*-Schaltungen erzeugen. Wird bei einem Verstärker, ein- oder zweistufig, ein den Selbsterregungsbedingungen genügender Anteil der Ausgangswechselspannung phasenrichtig und mit ausreichender

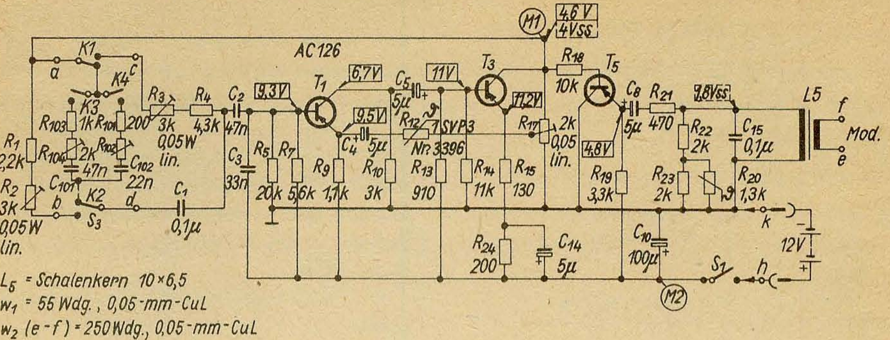

K1
a
c
K4
K3
K2
b
d
S3
R1
2,2k
R2
3k
0,05W
lin.
R103
1k
R101
200
R104
2k
R102
C101
47n
C102
22n
R3
3k
0,05W
lin.
R4
4,3k
C2
47n
C3
33n
C1
0,1µ
AC126
T1
9,3V
6,7V
9,5V
R5
20k
R7
5,6k
R9
1,1k
C4
5µ
R10
3k
C5
5µ
11V
R12
ϑ
1 SVP 3
Nr. 3396
R13
910
T3
11,2V
R14
11k
R15
130
R24
200
C14
5µ
M1
4,6V
4VSS
R17
2k
0,05
lin.
R18
10k
T5
4,8V
R19
3,3k
C8
5µ
R21
470
7,8Vss
R22
2k
R23
2k
ϑ
R20
1,3k
C15
0,1µ
C10
100µ
M2
L5
f
e
Mod.
k
12V
S1
h
L5 = Schalenkern 10×6,5
w1 = 55 Wdg., 0,05-mm-CuL
w2 (e-f) = 250 Wdg., 0,05-mm-CuL

Bild 3.9
NF-Generator in *Wien*-Brücken-Schaltung (Sender: *Variophon 2*)

Amplitude auf den Eingang rückgekoppelt, so erregt sich der Verstärker selbst. Ein geeigneter Spannungsteiler dafür ist die Schaltung nach *Wien*. Sie besteht aus einer *RC*-Reihenschaltung in Reihe zu einer *RC*-Parallelschaltung. Ein solcher *Wien*-Brücken-Generator wird im Sender *Variophon 2* verwendet. Das Rückkopplungsnetzwerk wird gebildet durch R_1, R_2, C_1, C_2 und C_3, R_7 für einen Kanal sowie durch R_3, R_4, C_2 und C_3, R_7 für den anderen Kanal. Die Schwingfrequenz des *Wien*-Brükken-Generators kann am Beispiel der Schaltung nach Bild 3.9 für Kanal 1 berechnet werden nach

$$f = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{(R_3 + R_4) \cdot R_7 \cdot C_2 \cdot C_3}}. \quad (10)$$

Durch den nichtüberbrückten Emitterwiderstand R_9, den teilüberbrückten Emitterwiderstand R_{15}, R_{24} und die starke, aber temperaturstabile Gegenkopplung über R_{12}, C_4 wird die Stufenverstärkung sehr stark herabgesetzt, so daß am Ausgang eine reine Sinusspannung auftritt.

Die in Form von ausgewählten Kanalfrequenzen kodierten Kommandos durchlaufen auf der Strecke bis zur Aufschalteinrichtung im Modell als nächstes bei Simultanbetrieb den Simultanschalter, werden dann vom Modulator der HF aufgeprägt, ausgesendet, vom Empfänger empfangen, von der HF getrennt (demoduliert) und müssen nun wieder jeder Kanalaufschalteinrichtung unverwechselbar zugeordnet werden (Bild 3.10). Diese Aufgabe übernimmt die Dekodiereinrichtung. Die zwischen Kodier- und Dekodiereinrichtung geschalteten Baustufen sind Gegenstand der folgenden Abschnitte. An dieser Stelle sollen als nächstes das Gegenstück zur Kodierung im Sender, die Schaltungen zur Dekodierung beschrieben werden.

Alle Schaltungen zur Frequenzdekodierung der Kanalfrequenzen nutzen in der Regel die Selektionseigenschaften von *LC*-Schwingkreisen aus. Bei der Auswahl eines Selektionsverfahrens für die Fernsteuerung von Modellen sind mehrere Gesichtspunkte zu beachten. Dazu gehören: Zuverlässigkeit, Ergänzungsfähigkeit, Gewicht, Abmessungen, Empfängertyp (Bandbreite) und nicht zuletzt der Preis. Kein Selektionsverfahren entspricht allen Forderungen gleich gut. Die im Folgenden vorgestellten Schaltungen sind eine Auswahl von in der Praxis bewährten Fernsteueranlagen. Die Betriebsbandbreite der *LC*-Schaltstufen liegt bei $B \approx 10\,\%$. Das bedingt einen ausrei-

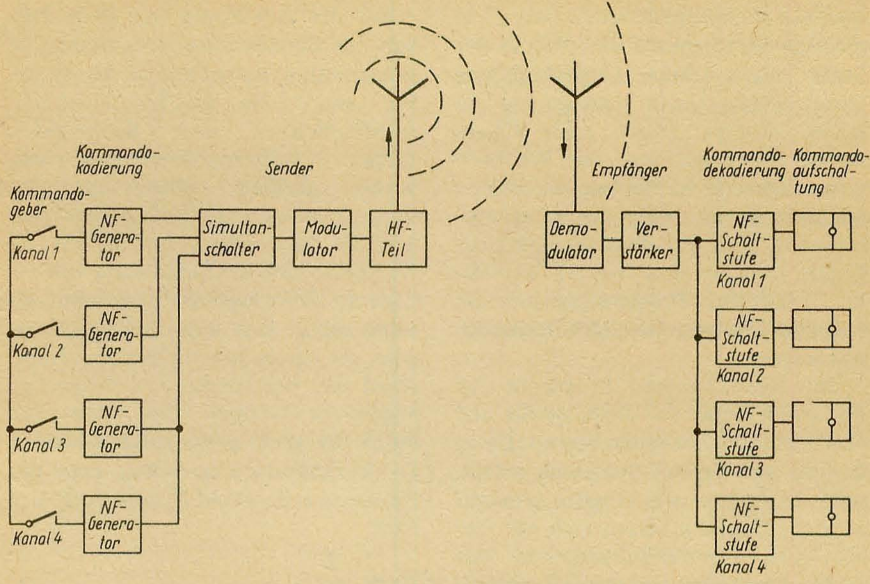

Kommando-
kodierung
Sender
Kommando-
geber
Kanal 1
Kanal 2
Kanal 3
Kanal 4
NF-
Genera-
tor
Simultan-
schalter
Modu-
lator
HF-
Teil
Empfänger
Kommando-
dekodierung
Kommando-
aufschal-
tung
Demo-
dulator
Ver-
stärker
NF-
Schalt-
stufe
Kanal 1
Kanal 2
Kanal 3
Kanal 4

Bild 3.10
Der Weg des Kanalsignals vom Kommandogeber bis zur Aufschalteinrichtung

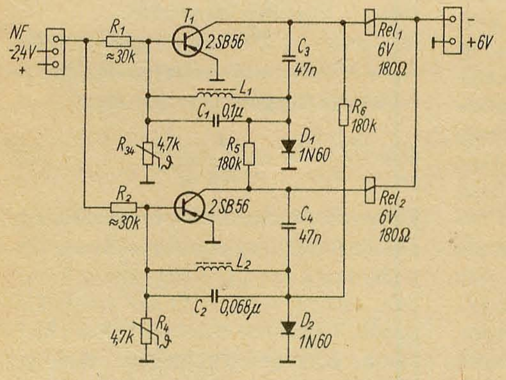

NF
-24V
+
R1
≈30k
T1
2SB56
C3
47n
Rel1
6V
180Ω
-
+6V
L1
C1 0,1µ
R3
4,7k
R5
180k
D1
1N60
R6
180k
R2
≈30k
2SB56
C4
47n
Rel2
6V
180Ω
L2
C2 0,068µ
4,7k
R4
D2
1N60

Bild 3.11
2-Kanal-Relaisschaltstufe (Empfänger: *Varioton*)

chend großen Frequenzabstand (s. a. Bild 3.2) und damit natürlich auch einen breitbandigen Empfänger bei Mehrkanalbetrieb.

Die Funktion einer Schaltstufe wird an der Schaltung nach Bild 3.11 erörtert. Da beide im Stromlaufplan enthaltenen Schaltstufen bis auf die *L*- und *C*-Werte des Schwingkreises symmetrisch ausgelegt sind, genügt es, die Funktion an einer Stufe zu erläutern.

Die Schaltstufe stellt einen Wechselspannungsverstärker dar. Den Arbeitswiderstand bildet das Relais Rel_1, während der Parallelschwingkreis L_1, C_1 im Gegenkopplungszweig liegt. Da der Schwingkreis über C_3 gleichspannungsmäßig abgeblockt ist, wirkt die Gegenkopplung nur bei Wechselspannungen. Die Gegenkopplung wird am geringsten, wenn der Widerstand im Gegenkopplungszweig groß ist, und das tritt beim Parallelschwingkreis im Resonanzfall ein. Für alle übrigen Frequenzen stellen entweder L_1 oder C_1 so niedrige Widerstände dar, daß in der Stufe wegen starker Gegenkopplung keine nennenswerte Verstärkung zustande kommt. Durch diese Eigenschaft der Schaltung, nur Wechselspannungen zu verstärken, deren Frequenzen in der Nähe der Resonanzfrequenz des Parallelschwingkreises liegen, kann aus dem vom NF-Verstärker gelieferten Frequenzgemisch ein schmaler Frequenzbereich herausgefiltert werden.

Der Vorwiderstand R_1 erhöht den Innenwiderstand der Signalquelle und entkoppelt die einzelnen Stufen. Da an ihm ein Teil der NF-Spannung abfällt, sollte er so klein wie möglich gemacht werden. Dagegen lassen sich mit ihm die Ansprechempfindlichkeiten der Stufen verringern und damit Empfindlichkeitsdifferenzen zwischen den Stufen ausgleichen. Gelangt über den Vorwiderstand R_1 eine Wechselspannung an die Basis von T_1, deren Frequenz gleich oder annähernd gleich der Resonanzfrequenz des Parallelschwingkreises ist, wird sie wegen der schwachen Gegenkopplung für diese Frequenz verstärkt und fällt am Widerstand des Relais ab. Die am Kollektor anstehende Wechselspannung gelangt über den Trennkondensator C_3 an die Diode D_1. Die Diode erzeugt einen Richtstrom, der über L_1 die Basis-Emitter-Strecke von T_1 durchfließt und diesen gleichstrommäßig durchsteuert, das Relais zieht an. Die hohe Leistungsverstärkung dieser Schaltung wird durch die doppelte Ausnutzung des Transistors als Wechsel- und Gleichspannungsverstärker erzielt. Der Basisspannungsteiler R_3, R_5 bewirkt die eindeutige Fixierung des Arbeitspunktes von T_1 im nichtangesteuerten Zustand. Auf diese Weise wird gesichert, daß das Relais auch bei höheren Arbeitstemperaturen für den Transistor sicher abfällt.

Bei der Auslegung und dem Aufbau der Schaltstufen sind einige Gesichtspunkte unbedingt zu beachten. Für eine etwa gleiche Ansprechempfindlichkeit aller Schaltstufen sollten Schalttransistoren mit annähernd gleicher Stromverstärkung ($B \geqq 100$) eingesetzt werden. Weiterhin wird die Ansprechempfindlichkeit und die Selektivität der Schaltstufe von der Güte des Schwingkreises bestimmt. Es sollte daher eine hohe Schwingkreisgüte, die einem hohen Resonanzwiderstand des Schwingkreises entspricht, angestrebt werden. Das kann man durch die Wahl eines entsprechenden LC-Verhältnisses erreichen, denn der Resonanzwiderstand R_0 berechnet sich nach

$$R_0 \approx \frac{L}{C \cdot r}; \tag{11}$$

mit r = Verlustwiderstand;
in guter Näherung gilt $r \approx R_V$, R_V = Spulenverlustwiderstand. Für die Schwingkreisgüte Q ergibt sich

$$Q \approx \frac{\omega_0 \cdot L}{r} \approx \frac{1}{r \cdot \omega_0 \cdot C}. \tag{12}$$

Einerseits kann durch entsprechende Dimensionierung ein hoher Resonanzwiderstand des LC-Kreises erzielt werden, andererseits wirkt der parallelliegende Transistor-Rückwirkungswiderstand güteverschlechternd. Bei der Wahl des LC-Verhältnisses ist also ein Kompromiß zu schließen. Die Resonanzfrequenz einer Schaltstufe läßt sich nach Gl. (1) berechnen und die Windungszahl der Spule für eine vorgegebene Frequenz und Kreiskapazität erhält man nach

$$w = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f} \cdot \sqrt{\frac{1}{A_L \cdot C}}. \tag{13}$$

Der Wert der Rückkopplungskapazität ist mit 47 nF für nichtsimultanen Betrieb ausgelegt. Beim Simultanbetrieb

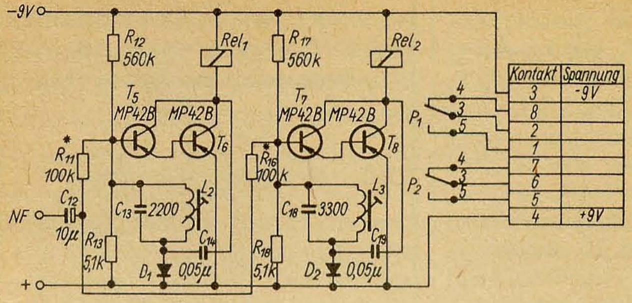

-9V
R12 560k
Rel1
R17 560k
Rel2
T5
MP42B
MP42B
T6
T7
MP42B
MP42B
T8
R11 100k
R16 100k
NF
C12 10μ
C13 2200
L2
C18 3300
L3
C14
C19
R13 5,1k
R18 5,1k
D1
D2
0,05μ
0,05μ
+
P1
P2
4
3
5
Kontakt
Spannung
3
-9V
8
2
1
7
6
5
4
+9V

Bild 3.12
2-Kanal-Relaisschaltstufe (Anlage: *Pilot*)

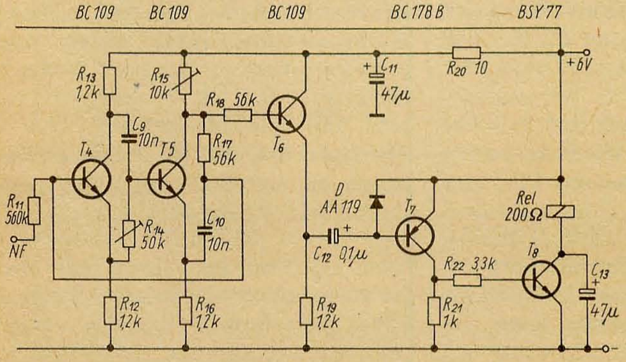

BC109
BC109
BC109
BC178B
BSY77
R13 1,2k
R15 10k
R18 56k
C11 47μ
R20 10
+6V
C9 10n
T4
T5
T6
R17 56k
R11 560k
NF
R14 50k
C10 10n
D AA119
T7
Rel 200Ω
C12 0,1μ
R22 3,3k
T8
C13 47μ
R12 1,2k
R16 1,2k
R19 1,2k
R21 1k
-

Bild 3.13
Relaisschaltstufe mit *RC*-Filter

hat dieser Kondensator außerdem noch die Aufgabe, die Signalpausen zu überbrücken, in denen das Relais nicht abfallen darf. Daher werden beim Simultanbetrieb für C_3 Werte von 1 bis 2 μF gewählt. Durch die Anschaltung des Basisspannungsteilers an den Kollektor der benachbarten Schaltstufe wird eine Sicherung gegen das Übersprechen des Nachbarkanals bei Übersteuerung erreicht.

Ganz ähnlich ist auch die Relaisschaltstufe der Anlage *Pilot* aufgebaut (Bild 3.12). Durch den Einsatz von zwei Transistoren in *Darlington*-Schaltung wird eine höhere Empfindlichkeit der Schaltstufe erzielt.

Neben den Schaltstufen mit Parallelschwingkreis sind auch Stufen mit Reihenschwingkreisen zur Selektion entwickelt worden. Sie konnten sich aber in der Praxis nicht durchsetzen, so daß auf sie auch nicht näher eingegangen werden soll.

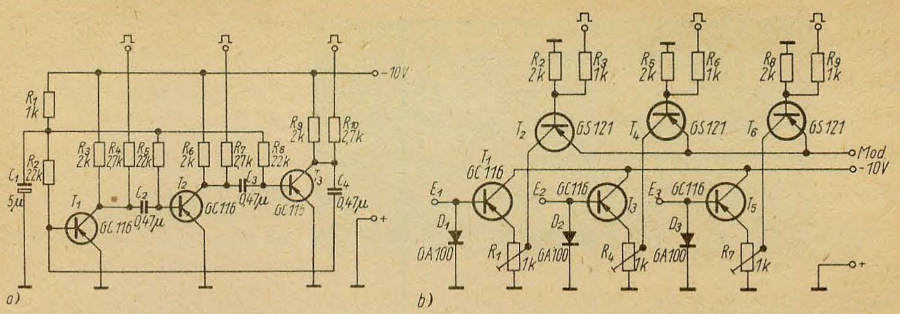
RC-Filterschaltungen sind bei den Modellfernsteueranlagen nur selten angewendet worden. Im nachfolgenden wird kurz die Schaltung eines *RC*-Filters zur Kanalselektion bei der Lichtfernsteuerung (Abschnitt 4.4.2.) beschrieben (Bild 3.13). Das Filter bilden die beiden Transistoren T_4 und T_5 mit ihren Arbeitswiderständen sowie den beiden *RC*-Kombinationen C_9, R_{14} und R_{17}, C_{10}. Das NF-Signal wird über R_{11} hochohmig eingespeist und von Transistor T_4 verstärkt. Da man das Ausgangssignal aber am Kollektor und Emitter gegenphasig abgreift und beide Arbeitswiderstände R_{12} und R_{13} gleich groß sind, hebt sich die Verstärkung wieder auf. Das NF-Eingangssignal gelangt also unverstärkt an die Basis von T_5 – ist aber gemäß der Größe von

C_9, R_{14} in der Phase gedreht. Die Arbeitswiderstände R_{15} und R_{16} von T_5 sind ungleich groß, damit verstärkt T_5 das NF-Signal, das von dem *RC*-Glied R_{17}, C_{10} in der Phasenlage wieder zurückgedreht und auf den Eingang rückgekoppelt wird. Nur wenn beide Phasendrehungen in Betrag und Winkel gleich groß sind, wird die rückgekoppelte Spannung (≙ Gegenkopplung) Null. Für diesen Fall wirkt das *RC*-Filter als selektiver Verstärker. Wenn sich die Phasendrehungen an C_9, R_{14} und R_{17}, C_{10} nicht aufheben, entsteht eine Restspannung, die als Gegenkopplung das Eingangssignal um so mehr schwächt, je größer die Frequenzabweichung ist. Damit hat das *RC*-Filter ausgesprochen gute Selektionseigenschaften und arbeitet mit T_5 außerdem als NF-Verstärker. Zu beachten ist, daß mit R_{15} der Grad der Verstärkung von T_5 eingestellt werden kann. Da dann aber bei Übereinstimmung von Eigenfrequenz des Filters und Signalfrequenz eine NF-Spannung gleichphasig auf den Eingang zurückgekoppelt wird, kann Selbsterregung eintreten, das *RC*-Filter arbeitet dann als *RC*-Generator. Die höchste Empfindlichkeit wird das *RC*-Filter kurz vor dem Schwingeinsatz haben. Da das *RC*-Filter hochohmig arbeitet, muß es über R_{20}, C_{11} netzseitig und mit T_6 als Impedanzwandler lastmäßig wirksam von der übrigen Schaltung entkoppelt werden. Die Schaltstufe mit T_7 arbeitet eigentlich als Gleichspannungsschaltstufe. Die negativen Halbwellen der NF steuern T_7 durch, während die positiven Halbwellen von der Diode D abgeleitet werden. Ist T_7 leitend, wird auch T_8 über R_{22} leitend, und das Relais zieht an. Der Kondensator C_{13} wirkt auf die Wechselstromreste glättend, so daß das Relais sicher arbeitet. Beim Abgleich des *RC*-Filters stellt man durch wechselseitiges Einregeln von R_{14} und R_{15}, bei Signal am Eingang, auf größte Lautstärke (kurz vor dem Schwingeinsatz!) am Emitter von T_6 ein.

3.2.2. Simultanschalterbaustufen

Um ein Modell mit der Tip-Anlage vorbildgetreu fernsteuern zu können, müssen zwei oder drei Kommandos gleichzeitig und unabhängig voneinander erteilt werden. Für die simultane Kommandoübertragung bieten sich zwei Verfahren an. Das einfachere und billigere ist das Überlagerungsverfahren. Die Niederfrequenzen werden überlagert und dem HF-Träger als Gemisch aufmoduliert. Bei Zweifachsimultanbetrieb kann jeder Kanal die HF nur zu 50 % modulieren. Demzufolge kann im Empfänger auch nur eine Leistung von 50 % demoduliert werden. Diese Tatsache macht sich aber in einer Reichweiteverkürzung als wesentlicher Nachteil bemerkbar. Bei Dreifachsimultanbetrieb ergäbe sich für einen Kanal nur ein Modulationsgrad von $m = 33\,\%$.

Diese Nachteile vermeidet das Zeitmultiplexverfahren. Jeder Kanal moduliert den HF-Träger mit 100 %. Dieses Verfahren ist vorteilhaft, zumal es die Verwendung der Rechteckmodulation ermöglicht. Das Zeitmultiplexverfahren arbeitet folgendermaßen: Die NF-Generatoren werden wechselweise mit dem Simultanschalter (auch Torstufe genannt) dem Modulationsverstärker zugeschaltet. Die Tastung des Simultanschalters erfolgt mit einer Frequenz von 100 bis 300 Hz. Die mechanische Trägheit des Steuersystems im Modell überbrückt die Pausenzeiten der Signale. Die Funktion des Simultanschalters sei an der Schaltung nach Bild 3.14 erläutert. Die NF-Generatoren 1, 2 und 3 werden an die Eingänge E_1, E_2 und E_3 angeschlossen.



R1 1k
R2 22k
C1 5µ
R3 2k
R4 2,7k
R5 22k
R6 2k
R7 2,7k
R8 22k
R9 2k
R10 2,7k
C2 0,47µ
C3 0,47µ
C4 0,47µ
T1 GC116
T2 GC116
T3 GC116
-10V
+
a)
R2 2k
R3 1k
R5 2k
R6 1k
R8 2k
R9 1k
T2 GS121
T4 GS121
T6 GS121
T1 GC116
E1
E2 GC116
E3 GC116
T3
T5
D1 GA100
D2 GA100
D3 GA100
R1 1k
R4 1k
R7 1k
Mod
-10V
+
b)

Bild 3.14
Simultanschalter (Anlage: *Simton*); a – Taktgeber, b – Torstufen

Die NF-Spannungen schaltet dann der Simultanschalter an den Eingang des Modulators. Als Taktgeber für den Simultanschalter arbeitet ein astabiler Multivibrator. Die negativen Impulse des Multivibrators steuern die Transistoren der Torstufen T_2, T_4 und T_6 (Bild 3.14b) abwechselnd durch. Ist z. B. T_2 leitend, so sperren T_4 und T_6. das heißt, T_4 und T_6 sind hochohmig, so daß die vom NF-Generator 2 und 3 gelieferten Spannungen nicht zum Modulatoreingang gelangen. Da T_2 während dieser Zeit leitend ist, stellt er für die vom Tongenerator 1 kommende NF-Spannung keinen Widerstand dar, so daß am Modulatoreingang tatsächlich nur eine NF-Spannung anliegt und den Modulator aussteuert. Schaltet der Multivibrator um, so wird T_4 leitend, und T_2 und T_6 werden gesperrt. Dieser Vorgang wiederholt sich stetig. Der Modulator wiederum schaltet im Takt der NF- die HF-Endstufe an die Batteriespannung.

3.2.3. Aufschalteinrichtungen für Schaltstufenkommandos (Rudermaschinen)

Vielfältig sind die Arten und Ausführungsformen der Aufschalteinrichtungen in den Modellen. Sie reichen von den Rudermaschinen, Segelwinden und Fahrstufenschaltern bzw. -reglern bis hin zu Spezialaggregaten in Funktionsmodellen (Ankerwinden, Licht- und Tonsignalgeber, Raketenstarteinrichtungen u. ä.). In diesem Abschnitt werden stellvertretend für die anderen Arten der Kommandoaufschaltung nur die Rudermaschinen behandelt. Grundsätzlich bieten sich drei Rudermaschinenprinzipien an:

a) die nichtneutralisierende Rudermaschine,
b) die federneutralisierende Rudermaschine,
c) die elektrisch neutralisierende Rudermaschine,

wobei jede ihre Vor- und Nachteile hat. Die nichtneutralisierende Rudermaschine ist die einfachste und damit auch die billigste Version. Die Rudermaschine *MR 64/1*, eigentlich für 1-Kanal-Betrieb entworfen, läßt sich recht gut als nichtneutralisierende Rudermaschine verwenden (Bild 3.15).

Bei der federneutralisierenden Rudermaschine wird der Ruderhebel von einer Feder in die Neutrallage zurückgeführt. Ihr Hauptnachteil ist, daß sie

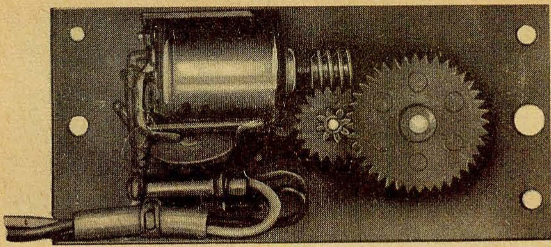


Bild 3.15
1-Kanal-Rudermaschine
MR 64/1

bei recht hohem Strombedarf nur geringe Ruderkräfte entwickelt. Vertreter dieses Rudermaschinentyps ist die *Servomatic* (Bild 3.16). Die *Servomatic* hat drei Funktionsgruppen: Motor, Fliehkraftkupplung und Getriebe. Auf der Achse des hochtourigen Elektromotors sind die Fliehkraftkupplungsbacken angebracht. Bei Drehung des Ankers werden die Kupplungsbakken durch die Fliehkraft nach außen gegen die auf der Getriebeachse sitzende Kupplungstrommel gedrückt und nehmen diese mit. Das Getriebe untersetzt die Drehbewegung der Kupplungstrommel auf das Steuersegment im Verhältnis 200 : 1. Das Steuersegment dreht sich bis zum Vollausschlag, der durch einen Anschlag markiert ist. In dieser Stellung schleift die Kupplung; der Motor läuft mit geringerer Drehzahl weiter und hält auf diese Weise das Steuersegment und damit das betätigte Ruder auf Vollausschlag. Wird der Motor abgeschaltet, so lösen sich die Kupplungsbacken von der Trommel, und eine eingebaute Feder führt das Steuersegment und damit auch das Ruder in die Null- bzw. Neutrallage zurück. Die *Servomatic* gibt es auch in nichtneutralisierender Ausführung. Der Hauptvorteil der federneutralisierenden Rudermaschine besteht darin, daß sie an relaislose Schaltstufen angeschaltet werden kann.

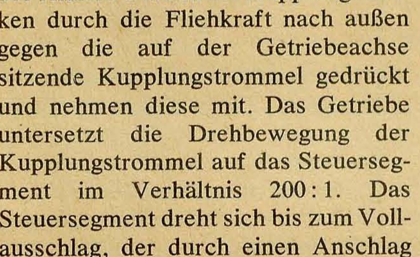


Bild 3.16
2-Kanal-Rudermaschine *Servomatic*

Eine solche Brückenschaltstufe wird in der Fernsteueranlage *start* verwendet (Bild 3.17). Im Ruhezustand sind die Transistoren T_7 und $T_{7'}$ gesperrt und T_8 sowie $T_{8'}$ leitend. Über den Motor kann also kein Strom fließen, da die Brücke im Gleichgewicht ist. Steuert man nun z. B. Kanal 1, so wird T_5 leitend, damit auch T_6 und T_7. T_8 geht demzufolge in den gesperrten Zustand über, und der Strom für den Motor kann jetzt vom Pluspol über T_7, T_9, Motor und T_8 zum Minuspol fließen. Steuert man den Kanal 2 an, so wird $T_{7'}$ leitend. Der Strom fließt jetzt vom Pluspol über $T_{7'}$, $T_{9'}$ Motor und T_8 in umgekehrter Richtung durch den Motor zum Minuspol, der demzufolge auch seine Drehrichtung umkehrt. Die Transistoren T_9 und $T_{9'}$ sind als Dioden geschaltet. Zum direkten Anschluß eignen sich alle Rudermaschinen mit Strömen bis 350 mA und Spannungen von 2,4 bis 4,5 V. Um die Spannungsabfälle

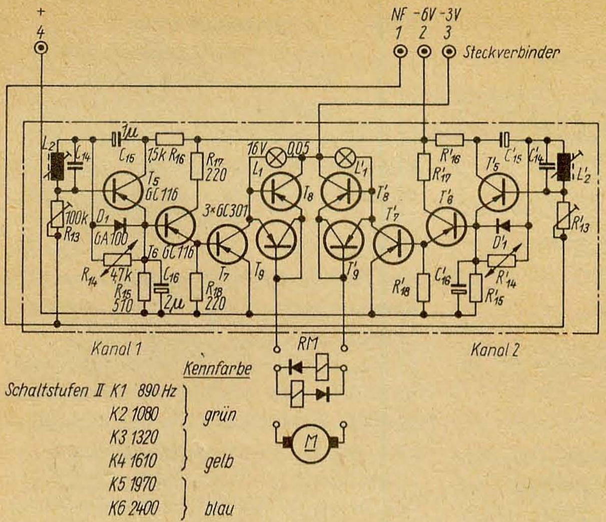

+
4
NF -6V -3V
1 2 3
Steckverbinder
Kanal 1
Kanal 2
RM
M
Kennfarbe
Schaltstufen II K1 890 Hz
K2 1080
grün
K3 1320
K4 1610
gelb
K5 1970
K6 2400
blau
T5 GC116
T6 GC116
3×GC301
D1 GA100
100k R13
47k R14
R15 510
C16 2µ
R17 220
R18 220
1,5k R16
16V 0,05

Bild 3.17
Brückenschaltstufe (Anlage: *start*)

über die Brückentransistoren auszugleichen, soll die Batteriespannung bis zu 1,5 V größer als die Rudermaschinenspannung sein. Werden der Empfänger und die Schaltstufe aus der gleichen Batterie (6 V) versorgt und ist die Rudermaschinenspannung kleiner als 4,5 V, so sind entsprechende Vorwiderstände vor die Rudermaschine zu schalten. Rudermaschinen mit Strömen bis 500 mA können bei einer Einschaltdauer von nicht länger als 1 min benutzt werden.

Eine weitere Vereinfachung der Brückenschaltstufe ergibt sich durch den Einsatz von npn-Transistoren (Bild 3.18). Der npn-Transistor liegt mit seinem Emitter am Minuspol und benötigt zum Durchsteuern eine positive Basisspannung. Nimmt man z. B. an, T_3 wird durch Ansteuerung von T_1 leitend, so liegt der Kollektor auf dem positiven Potential. Damit erhält aber auch $T_{2'}$ eine positive Basisvorspannung und wird ebenfalls leitend. Die anderen Transistoren T_2 und $T_{3'}$ bleiben dabei im gesperrten Zustand. Der Strom fließt in dem Fall vom Pluspol über T_3, Motor und $T_{2'}$ zum Minuspol. Werden als Transistoren entsprechend leistungsfähige Typen mit geringer Restspannung eingesetzt, so kann man diese Brücke auch zur Fahrmotorsteuerung eines Modells verwenden.

Im Unterschied zur federneutralisierenden Rudermaschine wird bei der elektrisch neutralisierenden Rudermaschine der Ruderhebel über eine Kontaktschaltung vom Rudermaschinenmotor in die Neutrallage

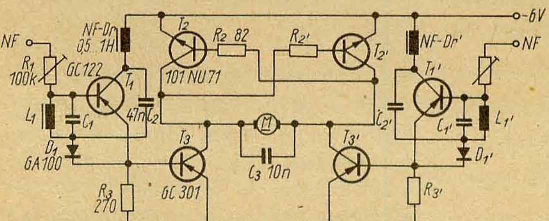

NF
NF-Dr 0,5...1H
R1 100k
GC122
T1
L1
C1
D1 GA100
47n C2
T2
R2 82
R2'
T2'
101 NU71
M
T3
GC301
C3 10n
R3 270
T3'
NF-Dr'
T1'
C2'
C1'
L1'
D1'
R3'
-6V
NF

Bild 3.18
Brückenschaltstufe mit Komplementärtransistoren

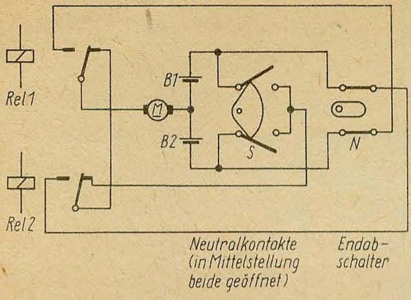


Bild 3.19
Schaltung einer elektrisch neutralisierenden Rudermaschine

zurückgeführt. Damit kann das Motordrehmoment voll als Stellkraft am Ruder wirksam werden. Diese Tatsache ist der wesentlichste Vorteil dieser Rudermaschinenvariante. Die elektrisch neutralisierende Rudermaschine enthält auch wie die anderen Ausführungen einen Elektromotor und ein Untersetzungsgetriebe (etwa 200 : 1).

Hinzu kommt noch der Kontaktsatz für die Neutralisation (Bild 3.19). Auf der Hauptwelle der Rudermaschine sitzt eine Segmentscheibe (S) für den Rücklauf in die Mittellage und ein Nocken (N) zur Endlagenausschaltung. Bei der Justierung ist zu beachten, daß in der Mittellage die Segmentscheibe gerade die Kontaktpaare öffnet. Alle Kontakte sind für Mittellage, also unbetätigte Relais, gezeichnet. Sollte die Rudermaschine nach erfolgtem Rücklauf um die Mittellage pendeln, so ist die Öffnung der Neutralisationskontakte etwas zu verbreitern. Meist genügen aber die Reibung und die anderen Kräfte in der Ruderanlage, um das Pendeln zu verhindern.

3.2.4. Frequenzkodierung des Proportionalkommandos (Analog – Proportionalanlage)

Mit der Einführung der Simultanfernsteuerung ist ein wesentlicher Schritt zur Vervollkommnung der Steuertechnik getan worden. Da die Tip-Anlage mit fest eingestelltem Ruderausschlag arbeitet, gehörte ein erhebliches Maß an Übung für den Piloten dazu, um sein Modell mit kürzeren oder längeren schnell aufeinanderfolgenden Ruderkommandos vorbildgetreu durch jeden vorgesehenen Kurvenradius zu steuern. Ein großes träges Modell wird bei dieser Steuertechnik die kurzen Ruderausschläge integrieren und noch ein relativ vorbildgetreues Fahrtbild abgeben. Das kleine leichte Modell bewegt sich dagegen mehr oder weniger ruckweise durch die Kurve. So ging das Bestreben der Fernsteueramateure dahin, neben dem Simultanprinzip auch die Proportionalfernsteuerung zu realisieren. Bei der Proportionalfernsteuerung ist die Ruderstellung im Modell der Winkelstellung des Steuerknüppels am Sender proportional. Moderne Proportionalanlagen gestatten bei einer Auflösung von $< 1\%$, jeden Winkel mit dem Ruder zwischen den Maximalausschlägen »voll links« und »voll rechts« einzustellen. Die Simultan-Proportionalfernsteuerung ermöglicht es damit dem Piloten, sein Modell um alle Achsen und auch bei anderen Funktionen völlig vorbildgetreu fernzusteuern. An einer 1-Kanal-Proportionalanlage sei zunächst die Wirkungsweise der Proportionalsteuerung erläutert.

Zur Realisierung der Proportionalsteuerung wird im Sender ein Kommandogeber eingebaut, der das winkelproportionale Kommando in eine winkelproportionale elektrische Größe

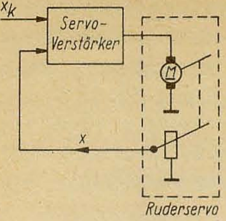


Bild 3.20
Prinzipschaltplan des Proportionalservos

umwandelt – kodiert. Die Knüppelstellung im Sender bestimmt damit den Sollwert X_k der winkelproportionalen elektrischen Größe, die ausgesendet wird. Am Ende des Übertragungsweges (Ausgang des NF-Verstärkers im Empfänger) erscheint dann wieder X_k als elektrische Größe, mit der man einen nachgeschalteten Regelverstärker ansteuert (Bild 3.20). Der Regelverstärker, im weiteren als Servoverstärker bezeichnet, nimmt den Sollwert X_k auf und vergleicht ihn mit dem Istwert X (vorhandener Ruderausschlag). Der Istwert X tritt ebenfalls als elektrische Größe auf und wird meist von einem über ein Getriebe mit dem Servomotor gekuppelten Potentiometer gebildet. Bei der Proportionalsteuerung bezeichnet man die Gesamtheit von Regelverstärker, Stellmotor, Getriebe und Potentiometer als Servo und nicht mehr wie bei der Tip-Anlage als Rudermaschine. Die Bezeichnungsweise ist zwar nicht ganz exakt, hat sich aber im Laufe der Zeit in der Amateurfernsteuertechnik eingebürgert. Man spricht dann von Servomotor, Servogetriebe, Servopotentiometer und Servoverstärker.

Nach Bild 3.20 werden Sollwert X_k und Istwert X vom Servoverstärker verglichen, die Differenz ergibt dann die Regelabweichung = Stellgröße Y ($X_k - X = Y$). Aus $X_k = X$ folgt $Y = 0$, und der Servomotor wird nicht angetrieben. Ändert sich X_k durch Betätigung des Steuerknüppels im Sender, so wird $Y \neq 0$, d. h., am Ausgang des Servoverstärkers R tritt eine Spannung auf. Diese Spannung treibt den Servomotor M an und verstellt das Ruder. Gleichzeitig wird damit auch das Potentiometer verstellt, und der Wert X ändert sich. Der Servomotor läuft daraufhin so lange, bis die Bedingung $X_k - X = Y = 0$ erfüllt ist. Das Ruder hat eine Stellung eingenommen, die der Stellung des Steuerknüppels im Sender proportional ist. Ändert sich durch äußere Kräfte auf das Ruder die Ruderstellung, so entspricht das gleichzeitig einer Änderung der Potentiometerstellung und damit einer Änderung des Istwertes X, der dem Verstärker zugeführt wird. Da $X \neq X_k$, erhält der Servomotor so lange Spannung, bis er die Abweichung ausgeglichen hat und die Bedingung $X_k - X = 0 = Y$ wieder erfüllt ist. Somit ist für den Ruderausschlag nur noch der Sollwert X_k maßgebend, auch nicht die von außen auf die Anlage einwirkenden Kräfte. In der Praxis können die Größen X_k, Y und X Gleichspannungen, aber auch Impulsspannungen sein.

Bei der analogen Proportionalsteuerung wird das winkelproportionale Steuerkommando in einer variablen Niederfrequenz kodiert. Dann entspricht z. B. die NF 2,0 kHz dem Ruderausschlag »voll links«. Wird die NF erhöht, so sei, angenommen bei 2,4 kHz, die Neutrallage des Ruders und bei 2,8 kHz der Ruderausschlag »voll rechts« erreicht. Mit jedem Zwischenwert der NF kann dann jeder beliebige Ruderausschlag zwischen den Extremwerten eingestellt werden.

Die variable NF auf der Senderseite erzeugt man mit einem astabilen Multivibrator. Da seine Schwingfrequenz von der Basisspannung der Transistoren T_1 und T_2 abhängt, kann durch

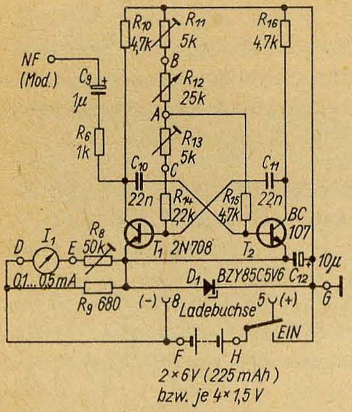
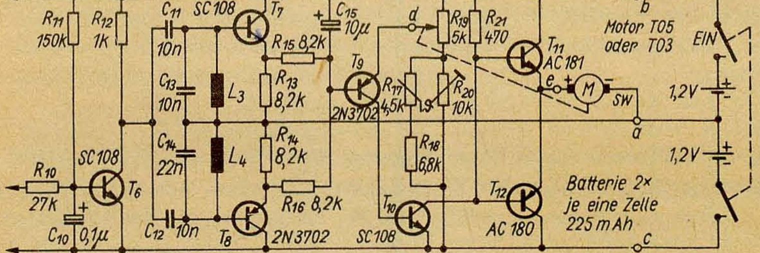

NF (Mod.)
C9 1µ
R6 1k
R10 4,7k
R11 5k
B
R12 25k
A
R13 5k
C
C10 22n
R14 22k
R15 4,7k
C11 22n
R16 4,7k
BC 107
T1 2N708
T2
10µ
C12
D1 BZY85C5V6
R8 50k
I1
D
E
0,1...0,5mA
R9 680
(-) 8 Ladebuchse 5 (+)
G
EIN
F
H
2×6V (225mAh)
bzw. je 4×1,5 V

Bild 3.21
Tongenerator für analoge 1-Kanal-Proportionalsteuerung (Anlage: *Picoprop*)

deren Veränderung in einfacher Weise die NF variiert werden. Bei der Schaltung nach Bild 3.21 ist der Steuerknüppel an der Achse des Potentiometers R_{12} befestigt. Mit R_{11} kann man das Ruder trimmen, also die Neutrallage während des Betriebes einstellen. Damit Trimmhebel und Steuerknüppel in Neutralstellung auch ihre vorgesehene Mittellage einnehmen, ist mit R_{13} eine weitere Abgleichmöglichkeit vorgesehen, um auf diese Weise die Grundfrequenz $f_o = 2{,}4$ kHz einzustellen. Damit die Grundfrequenz bei sinkender Speisespannung nicht auswandert, wird sie für den NF-Generator mit D_1 und R_9 stabilisiert. Diese NF-Generatorschaltung läßt sich auch mit Erfolg in Tip-Anlagen einsetzen, nur ist dann für jeden Kanal ein schaltbarer Basisvorwiderstand (R_{11}, R_{12}) vorzusehen.

Die mit dem NF-Generator erzeugte variable NF tritt am NF-Ausgang des Empfängers wieder auf und steuert einen NF-Diskriminator an (Bild 3.22). Der NF-Diskriminator enthält den Schwingkreis 1 mit L_3, C_{13} und den Schwingkreis 2 mit L_4, C_{14}. Die Resonanzfrequenzen der Schwingkreise 1 und 2 sind gegeneinander versetzt (Bild 3.23). Wird L_3, C_{13} mit seiner Resonanzfrequenz angesteuert, dann fließt in die Basis von T_7 ein Basisstrom, der verstärkt und gleichgerichtet an R_{13} einen Spannungsabfall hervorruft. Durch diesen Spannungsabfall wird die Basis von T_9 positiver. Steuert man dagegen den Schwingkreis L_4, C_{14} mit seiner Resonanzfrequenz an, so tritt an R_{14} ein Spannungsabfall auf, der über R_{16} die Basis von T_9 zum negativen Potential hin verschiebt. Dadurch bewegt sich die Basisspannung in Abhängigkeit vom Wert der am Empfängerausgang auftretenden NF auf der Arbeitskennlinie gemäß Bild 3.23b. Der Wert der Basisspannung von T_7 ist damit der Sollwert X_k. Den Istwert liefert das Potentiometer R_{19}, der von T_9 mit dem Sollwert X_k verglichen

Bild 3.22
Dekoder und Aufschalteinrichtung (Servo) für analoge 1-Kanal-Proportionalsteuerung (Anlage: *Picoprop*)


R11 150k
R12 1k
C11 10n
SC108
T7
C15 10µ
R15 8,2k
d
R19 5k
R21 470
b
Motor T05 oder T03
EIN
T9
C13 10n
L3
R13 8,2k
R17 4,5k
R20 10k
T11 AC181
e
M
SW
1,2V
2N3702
a
C14 22n
L4
R14 8,2k
R18 6,8k
1,2V
SC108
T6
R10 27k
C10 0,1µ
C12 10n
T8
2N3702
R16 8,2k
T10
SC108
T12
AC 180
Batterie 2× je eine Zelle 225mAh
c

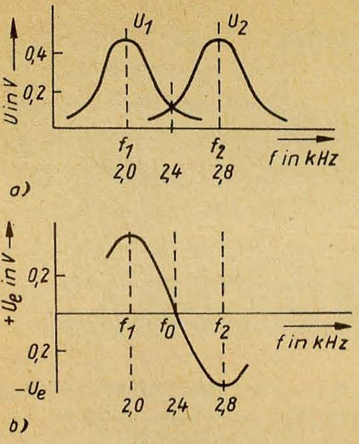


Bild 3.23
Kennlinie des NF-Diskriminators; a – Kennlinie der Einzelkreise, b – Arbeitskennlinie

wird. Sind beide Werte in ihrer Wirkung gleich groß und entgegengesetzt, so heben sie sich auf. Wird, angenommen, die Basis von T_9 durch Änderung von X_k positiver, so sperrt T_9. Damit gerät die Brückenschaltung, gebildet von T_{11}, T_{12} und den beiden Batteriezweigen, mit dem Servomotor in der Diagonalen aus dem Gleichgewicht, denn auch T_{10} sperrt, und damit wird T_{12} gesperrt und T_{11} leitend. Am Servomotor liegt also Spannung an, die ihn antreibt. Der Servomotor verstellt über das Getriebe das Potentiometer R_{19} so lange, bis die Brücke wieder im Gleichgewicht ist.

Ein gleicher Regelvorgang spielt sich in umgekehrter Richtung ab, wenn, angenommen, X_k negativer wird. Im abgeglichenen Zustand sind T_{11} und T_{12} gesperrt. Mit R_{20} stellt man die Nullage des Servos ein. Der Heißleiter R_{17} soll die Temperaturdrift des Servoverstärkers kompensieren. Eine Dämpfung des Regelvorgangs ist bei dieser sehr einfach ausgelegten Schaltung nicht vorgesehen.

Vom technischen Standpunkt her ist die Analogsteuerung durch die Digitalsteuerung abgelöst worden. Nur für spezielle Anwendungen ist sie nach wie vor von Interesse. Sie hat mit den Tip-Anlagen die relativ hohe Störsicherheit gemeinsam und ermöglicht, wie bei der Anlage *Picoprop*, 1-Kanal-Anlagen extrem klein aufzubauen. Nachteilig machen sich bei der Analogsteuerung die Empfindlichkeit gegen Temperatur-, Betriebsspannungs- und Feldstärkeschwankungen bemerkbar. Der schaltungstechnische Aufwand wächst bei Simultanbetrieb sehr rasch, so daß dann die Anwendung der Digitalsteuerung echte Vorteile bringt.

3.3. Digitalkodierung

Bei der Weiterentwicklung der NF-kodierten Proportionalanlagen bereiteten der hohe Schaltungsaufwand für Mehrkanalbetrieb und die auftretenden technischen Probleme einige Schwierigkeiten. Die Suche der Amateure war daher auf einfachere, aber betriebssichere Lösungen gerichtet. Anregungen dazu gaben die Fortschritte der elektronischen Datenverarbeitung. Es bot sich direkt an, deren Arbeitsprinzipien auf die Probleme der Modellfernsteuerung zu übertragen und dabei die Vorzüge speziell entwickelter Bauelemente zu nutzen. Moderne Modellfernsteueranlagen haben heute bei vergleichsweise geringem Bauelementeaufwand einen Entwicklungsstand erreicht, der in bezug auf die Steuertechnik kaum noch Wünsche offen läßt. Mit einem Sender können bis zu acht Funktionen vollproportional und simultan ferngesteuert werden. Dabei erreichen die Aufschalteinrichtungen Auflöse- und Wiederkehrgenauigkeiten von < 1 % bei Stellzeiten von 0,4 s für den gesam-

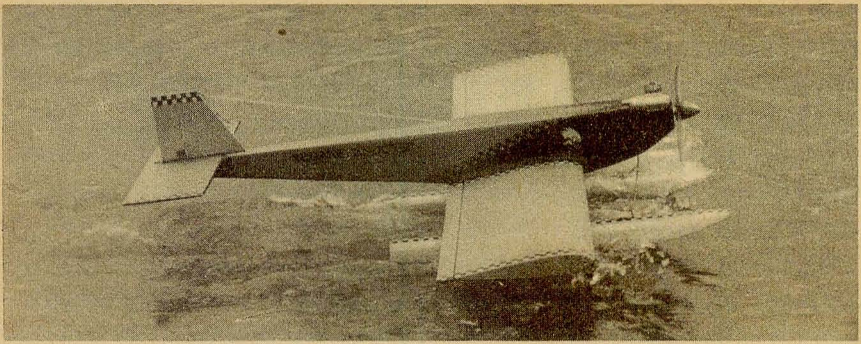


Bild 3.24
Wasserflugmodell

ten Stellbereich. Die entwickelten Stellkräfte liegen je nach Ausführung der Aufschalteinrichtung bei einem Servo in der Größenordnung von 1,3 bis 1,6 kp, und bei Segelwinden betragen sie bis zu 6 kp bei 6 s Laufzeit und 20 cm Schotzug. Mit einer solchen Fernsteueranlage kann jedes Modell absolut vorbildgetreu ferngesteuert werden. Fernsteuerpiloten vollbringen mit modernen Proportionalanlagen Motorkunstflüge bei Geschwindigkeiten von über 100 km/h, die selbst ein Pilot im Spezialkunstflugzeug kaum besser ausführen kann (Bild 3.24).

Die Entwicklung der Digital-Proportionalanlagen ist in den letzten Jahren immer weiter vorangetrieben worden. Dabei hat sich ein System der Kodierung als optimale Lösung allgemein durchgesetzt. Dieses Standardsystem wird in einigen ausländischen (Amerika, Großbritannien, BRD, Frankreich, Japan) Modellfernsteueranlagen gleichermaßen angewendet. Im Sender erzeugt der Impulsteil eine Folge von kurzen Austastimpulsen. Je nach Anlage schwankt die Impulsdauer der Austastimpulse zwischen 0,2 ms und 0,4 ms (Bild 3.25). Die Proportionalinformation steckt in der Längenvariation der Pausenzeiten von meist ± 0,6 ms. Die Impulsdaten einiger Modellfernsteueranlagen sind in Tabelle 3.3. zusammengefaßt.

Der Abstand zwischen zwei Austastimpulsen entspricht dann einem Kanalimpuls. Die mittlere Länge eines Kanalimpulses (Neutralstellung) beträgt je nach Anlage 1,5 bis 1,8 ms. Aus den Kanalimpulsen gewinnt man durch Umformung kurze Austastimpulse, die, aneinandergereiht, die Impulsfolge des Senders ergeben und zusammen mit einer längeren Impulspause ausgesendet werden.

Mit Hilfe der langen Impulspause

Bild 3.25
Impulsfolgen von Digitalsendern; a – Impulsfolge des Standardsystems, b – Impulsfolge des *Varioprop*-Systems

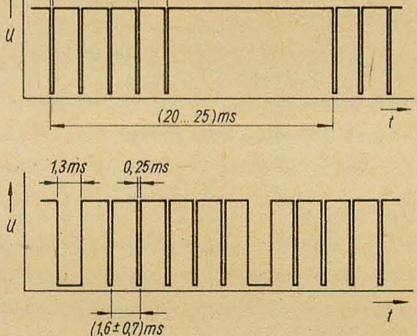


Tabelle 3.3. Impulsdaten einiger Modellfernsteueranlagen

	Varioprop S	*Multiplex*	*Simprop start dp*	*Rowan*	*Microprop*	*SUPERPROP*
Impulsfolge	19,5 ms	18 ms	20 ms	17 ms	20 ms	20 ms
Impulsbreite	(1,6 ± 0,65) ms	(1,6 ± 0,5) ms	(1,7 ± 0,5) ms	(1,6 ± 0,4) ms	(1,8 ± 1) ms	(1,5 ± 0,5) ms
Impulspolarität	negativ	positiv	positiv	positiv	positiv	positiv

synchronisiert man die Impulsteile von Sender und Empfänger. Da sich die Synchronisationspause immer als Differenz von Taktzeit und Impulsfolgezeit ergibt, kann sie je nach Knüppelstellung im Sender größer oder kleiner sein. Bei der Auslegung des Senderimpulsteils muß aber berücksichtigt werden, daß selbst die kürzeste Synchronisationspause nicht kleiner als 6 ms ist, damit die einwandfreie Synchronisation zwischen Sender und Empfänger erhalten bleibt. Lediglich bei der *Varioprop*-Anlage wird zur Synchronisation ein verlängerter Austastimpuls von 1,3 ms (Bild 3.25b) verwendet. Das erfordert dann im Vergleich zu den anderen Anlagen einige Änderungen in den Impulsteilen von Sender und Empfänger.

3.3.1. Digitalkodierung – Senderimpulsteil

Im Senderimpulsteil wird das winkelproportionale Steuerkommando in ein impulslängenkodiertes elektrisches Signal umgewandelt. Der Senderimpulsteil besteht aus den Funktionsgruppen (Bild 3.26):

Taktgeber (astabiler Multivibrator),
4 Kippstufen (je nach Sender 2 bis 8),
Impulsformer (monostabiler Multivibrator) und
Spannungsstabilisierung.

Die Arbeitsweise eines solchen Impulsteils sei an der Schaltung nach Bild 3.27 erläutert. Der Impulsteil ist in konventioneller Technik mit Transistoren und Dioden für einen 4-Kanal-Sender entworfen. Der astabile Multivibrator mit T_1 und T_2 arbeitet als Taktgeber und schafft mit der Taktzeit

$$T = 1{,}4 \cdot R_B \cdot C, \qquad (14)$$

$T = 1{,}4 \cdot 130\ \mathrm{k\Omega} \cdot 0{,}10\ \mu\mathrm{F} \approx 20\ \mathrm{ms}$, die Taktzeit für das Impulsdiagramm nach Bild 3.28 (MP 1). Die Ausschaltflanke des Taktimpulses wird durch das *RC*-Glied R_5, C_5 differenziert und gelangt über die Trenndiode D_1 als erster Nadelimpuls (Bild 3.29) auf die Sammelschiene (MP 11). Im Normalzustand befinden sich die Transistoren T_3 bis T_6 im leitenden Zustand, da über die Basiswiderstände der Basisstrom flie-

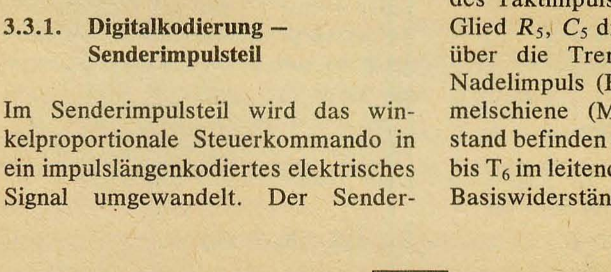


Bild 3.26
Übersichtsschaltplan des Impulsteils eines 4-Kanal-Digitalsenders

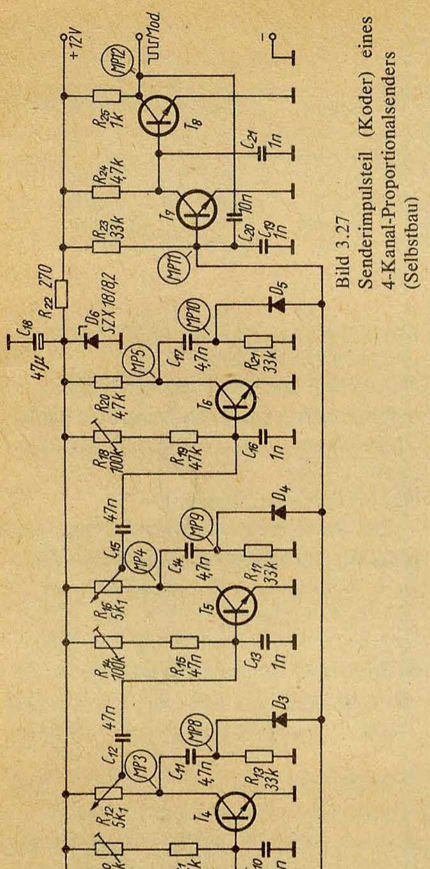

+12V
MP12
Mod
R25 1k
T8
C21 1n
R24 4,7k
R23 33k
T7
C20 10n
C19 1n
MP11
R22 270
C18 47µ
D6 SZX 18/8,2
D5
MP10
MP5
C17 4,7n
R21 33k
R20 4,7k
T6
R18 100k
R19 47k
C16 1n
47n
D4
MP9
C15
MP4
C14 4,7n
R17 33k
R16 5k1
T5
R14 100k
R15 47n
C13 1n
47n
D3
MP8
C12
MP3
C11 4,7n
R13 33k
R12 5k1
T4
R10 100k
R11 47k
C10 1n
47n
D2
MP7
C9
MP2
C8 47n
R9 33k
R8 5k1
T3
R6 100k
R7 47k
C7 1n
47n
D1
MP6
C6
MP1
C5 47n
R5 33k
R4 5k1
T2
C4 0,1µ
R3 130k
C3 1n
R2 130k
C1 0,1µ
T1
C2 1n
R1 4,7k
A K SAY30
B E C SF136
D1 ... D5 = SAY30
T1 ... T8 = SF136

Bild 3.27
Senderimpulsteil (Koder) eines 4-Kanal-Proportionalsenders (Selbstbau)

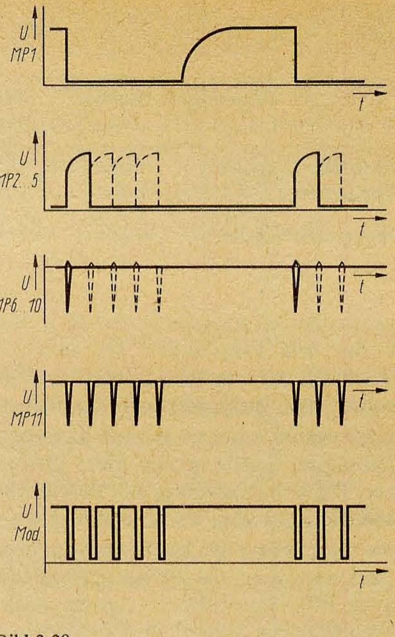


Bild 3.28
Impulsdiagramm des Senderimpulsteils nach Bild 3.27

ßen kann. Die Kollektoren liegen damit annähernd auf L-Potential.[2]

Kippt nun der Transistor T_2 des Taktgebers vom gesperrten in den leitenden Zustand, so wird C_6 von dem Spannungssprung umgeladen. Die Folge davon ist, daß der Transistor T_3 der ersten Verstärkerstufe (im weiteren als Kippstufe bezeichnet) sperrt, denn die Basis liegt jetzt auf L-Potential. Über die Widerstände R_6 und R_7 entlädt sich der Kondensator C_6, so daß T_3 nach Ablauf der Zeitkonstanten

$$T = 0{,}7 \cdot (R_6 + R_7) \cdot C_6 \qquad (15)$$

wieder in den leitenden Zustand zurückkehrt. Der HL-Spannungssprung am Kollektor von T_3 steuert nun die nächste Kippstufe in den gesperrten Zustand, und der gleiche Vorgang wie

---

[2] »H« ≙ hight – hoch, »L« ≙ low – tief

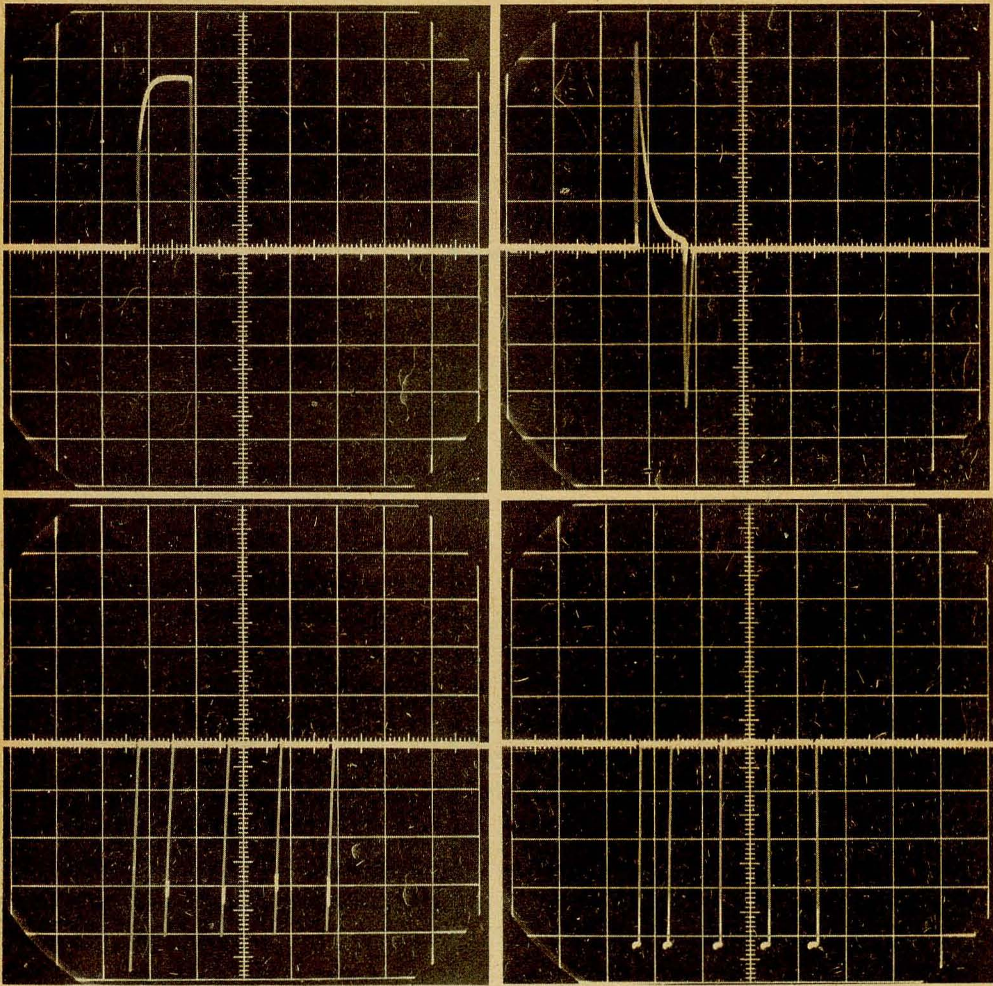


Bild 3.29
Oszillogramme zur Schaltung nach Bild 3.27; a — Impuls einer Kanalkippstufe an MP 2 (o. links), b — differenzierter Kippstufenimpuls an MP 7 (o. rechts), c — Nadelimpulsfolge an MP 11 (u. links), d — Modulationsimpulsfolge an MP 12 (u. rechts)

bei T_3 wiederholt sich bei T_4 und in der Folge dann auch bei T_5 und T_6. Gleichzeitig wird bei T_3 die Ausschaltflanke durch C_8, R_9 zu einem Nadelimpuls geformt und über die Trenndiode auf die Sammelschiene (MP 11) geführt. Die Zeit des Kippvorgangs von T_3 ist von folgenden Faktoren abhängig:

- von dem Kapazitätswert des Koppelkondensators C_6, denn dieser bestimmt nach Gl. (15) die Zeitkonstante des Umladevorgangs,
- vom Widerstandswert von R_6 und R_7, da diese ebenfalls nach Gl. (15) den Entladevorgang beeinflussen und
- von der Höhe des Spannungssprunges beim Umladen von C_6, da die

Spannung die in C_6 gespeicherte Ladungsmenge bestimmt.

Der Kapazitätswert von C_6 ist unveränderlich, aber mit R_6 kann die Zeit des Entladevorgangs von C_6 beeinflußt werden. Diese Einstellmöglichkeit wird benutzt, um die Variationsbreite eines Kanalimpulses von ± 0,6 ms einzustellen. Die Grundzeit des ersten Kanalimpulses von 1,6 ms stellt man dagegen mit der Mittellage bzw. Neutrallage des Schleifers am Kanalpotentiometer R_4 ein. Da am Kanalpotentiometer der Spannungssprung für den Kippvorgang von T_3 variabel abgegriffen werden kann, wird diese Möglichkeit zur Impulslängenvariation von ± 0,6 ms genutzt. Die Achse des Potentiometers R_4 verbindet man direkt mit dem Steuerknüppel des ersten Proportionalkanals. In der Impulslängenvariation von ± 0,6 ms steckt dann die Proportionalinformation bzw. Kommandoinformation des betreffenden Kanals.

Die zunächst am Beispiel der ersten Kippstufe erläuterten Schaltvorgänge laufen in gleicher Weise nacheinander bei den folgenden Kippstufen (T_4 bis T_6) ab. Die dabei entstehenden Nadelimpulse werden über die zugehörige Trenndiode auf die Sammelschiene (MP 11) geführt. Die aneinandergereihten Nadelimpulse ergeben dann das Impulstelegramm, das alle 20 ms vom Sender wiederholt wird. Die Abstände der Nadelimpulse zueinander beinhalten die Proportionalinformationen für alle vier Kanäle. Ein solcher Impulsteil kann nun in einfacher Weise auf 2-Kanal-Betrieb umgestellt werden. Man bestückt auf der Platine die Stufen zwei und drei mit T_4 und T_5 und den zugehörigen Bauelementen nicht. Der Kondensator C_{15} wird dann mit dem Schleifer des Kanalpotentiometers R_8 verbunden. Dadurch fallen die Nadelimpulse der Stufen zwei und drei aus, und auf der Sammelschiene MP 11 erscheinen nur drei Nadelimpulse. In ähnlicher Weise kann man den Impulsteil auf 7-Kanal-Betrieb erweitern. Die Basiszeit wird durch Umdimensionierung von R_2, R_3 (160 kΩ) auf 25 ms eingestellt, und zwischen den Schleifer von R_{16} und C_{15} werden noch drei komplette Kippstufen eingefügt.

Die Transistoren T_7 und T_8 bilden den monostabilen Multivibrator. Seine Schaltzeit ist mit $T = 0{,}7 \cdot R_{23} \cdot C_{20} = 0{,}7 \cdot 33\ \text{k}\Omega \cdot 10\ \text{nF} = 0{,}23$ ms in der Weise bemessen, daß er aus den Nadelimpulsen exakte Rechteckimpulse formt. An den Zeiten der Impulsfolge ändert sich dadurch nichts. Mit diesen Rechteckimpulsen kann der Modulator des HF-Teils einwandfrei geschaltet werden, d. h., der HF-Träger wird im Takt der Impulsfolge ausgetastet. Die 1-nF-Kondensatoren, die bei T_1 bis T_8 zwischen Basis und Masse geschaltet sind, haben die Aufgabe, HF-Einstreuungen aus dem HF-Teil und das Entstehen von Störimpulsen zu verhindern. Damit sich die eingestellten Impulszeiten nicht mit dem Ladezustand der Batterie ändern, wird die Betriebsspannung der Kippstufe durch D_6 stabilisiert.

Ähnlich dem Impulsteil des Selbstbausenders nach Bild 3.27 ist der Senderimpulsteil der Anlage *start dp 5* ausgelegt (Bild 3.30). Die Dimensionierung der Bauelemente des Taktgebers, der Kippstufen und des Impulsformers weist nur geringe Abweichungen auf. Für Kanalbetätigung und Trimmung sind getrennte Potentiometer (5k1 und 2,5k1) vorgesehen. Das bringt zwar technologische Vorteile, da die Steuerknüppelkonstruktion damit einfacher wird, hat aber den Nachteil, daß Trimmung und Knüppelausschlag nicht linear sind.

Der Impulsformer mit T_9 und T_{10} ist ebenfalls ein monostabiler Multivibra-

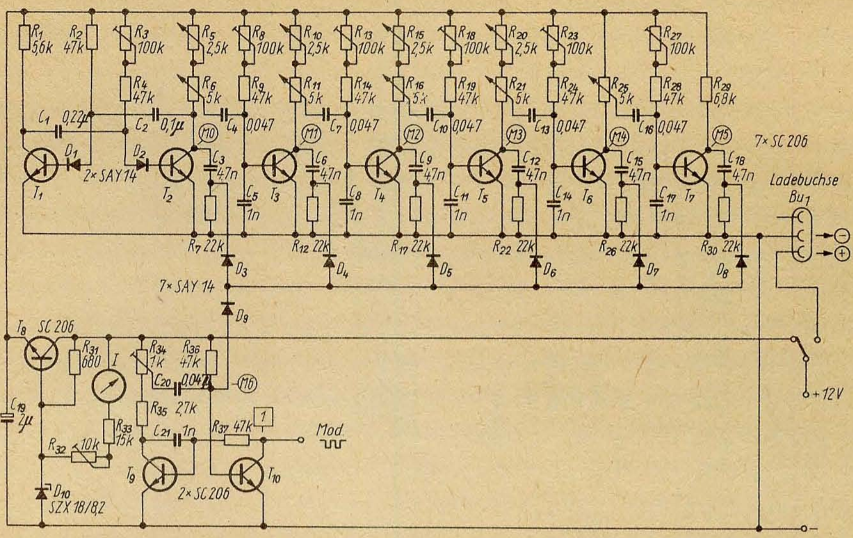
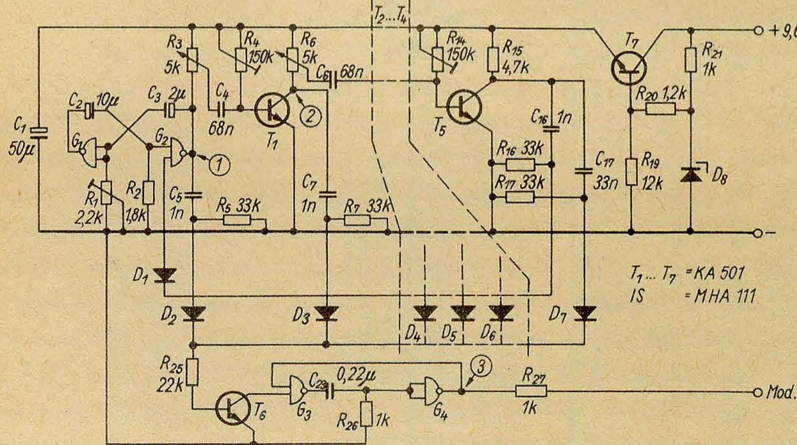

R1 5,6k
R2 47k
R3 100k
R4 47k
R5 2,5k
R6 5k
R8 100k
R9 47k
R10 2,5k
R11 5k
R13 100k
R14 47k
R15 2,5k
R16 5k
R18 100k
R19 47k
R20 2,5k
R21 5k
R23 100k
R24 47k
R25 5k
R27 100k
R28 47k
R29 6,8k
C1 0,22µ
C2 0,1µ
C4 0,047
C7 0,047
C10 0,047
C13 0,047
C16 0,047
M10
M11
M12
M13
M14
M15
7×SC 206
D1
D2
2×SAY 14
T1
T2
T3
T4
T5
T6
T7
C3 47n
C6 47n
C9 47n
C12 47n
C15 47n
C18 47n
C5 1n
C8 1n
C11 1n
C14 1n
C17 1n
Ladebuchse
Bu1
R7 22k
R12 22k
R17 22k
R22 22k
R26 22k
R30 22k
D3
D4
D5
D6
D7
D8
7×SAY 14
D9
T8 SC 206
R31 680
I
R34 1k
R36 47k
C20 0,047
M16
+12V
C19 2µ
R35 2,7k
R33 15k
C21 1n
R37 47k
1
Mod.
R32 10k
T9
T10
2×SC 206
D10
SZX 18/8,2

Bild 3.30
Senderimpulsteil des Fernsteuersenders *start dp 5*

tor, dessen Tastzeit mit R_{34} eingestellt werden kann. Die Betriebsspannung für den Senderimpulsteil wird mit D_{10}, R_{31} und T_8 stabilisiert. Die Impulse der Anlage *start dp* haben die Dauer von (1,7 ± 0,5) ms.

Eine Vereinfachung des Impulsteils läßt sich durch Verwendung von Integrierten Schaltkreisen, im weiteren als IS bezeichnet, erzielen. Bei der Anlage *Fajtoprop* aus der ČSSR (Bild 3.31) werden der Taktgeber und der Impuls-

Bild 3.31
Teilintegrierter Senderimpulsteil (Anlage: *Fajtoprop*)


T2...T4
+9,6V
R3 5k
R4 150k
R6 5k
C8 68n
R14 150k
R15 4,7k
T7
R21 1k
C1 50µ
C2 10µ
C3 2µ
C4 68n
G1
G2
T1
2
1
T5
C16 1n
R20 1,2k
R16 33k
R17 33k
C17 33n
R19 12k
D8
R1 2,2k
R2 1,8k
C5 1n
R5 33k
C7 1n
R7 33k
D1
D2
D3
D4
D5
D6
D7
T1 ... T7 = KA 501
IS = MHA 111
R25 22k
C23 0,22µ
3
R27 1k
Mod.
T6
G3
G4
R26 1k

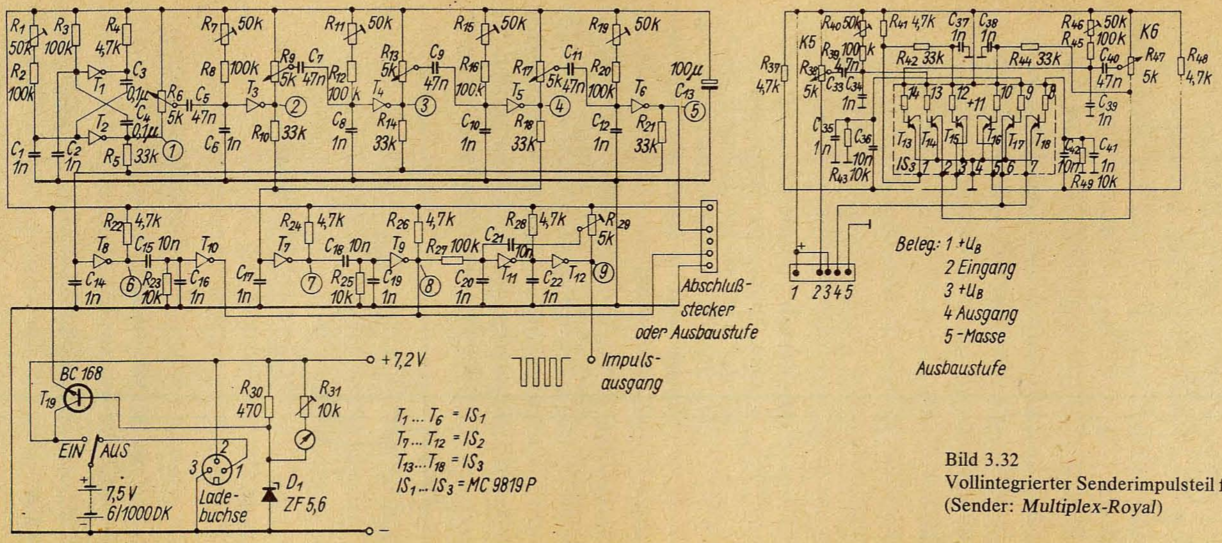

R1 50k
R2 100k
R3 100k
R4 4,7k
C1 1n
C2 1n
C3 0,1µ
C4 0,1µ
T1
T2
R5 33k
①
R6 5k
C5 47n
C6 1n
R7 50k
R8 100k
T3
②
R9 5k
C7 47n
R10 33k
R11 50k
R12 100k
C8 1n
T4
R13 5k
R14 33k
③
C9 47n
R15 50k
R16 100k
C10 1n
T5
R17 5k
R18 33k
④
C11 47n
R19 50k
R20 100k
C12 1n
T6
R21 33k
100µ C13
⑤
R22 4,7k
T8
C14 1n
C15 10n
⑥
R23 10k
T10
C16 1n
C17 1n
T7
R24 4,7k
C18 10n
⑦
R25 10k
C19 1n
T9
R26 4,7k
R27 100k
⑧
C20 1n
C21 10n
T11
R28 4,7k
C22 1n
T12
R29 5k
⑨
Abschluß-stecker oder Ausbaustufe
Impuls-ausgang
+7,2V
BC 168
T19
EIN
AUS
7,5V
6/1000DK
R30 470
R31 10k
Lade-buchse
1
2
3
D1 ZF5,6
T1 ... T6 = IS1
T7 ... T12 = IS2
T13 ... T18 = IS3
IS1 ... IS3 = MC 9819 P
R37 4,7k
K5
R38 5k
R39 100k
R40 50k
C33 4,7n
C34 1n
C35 1n
C36 10n
R43 10k
R41 4,7k
R42 33k
C37 1n
C38 1n
R44 33k
14 13 12 11 10 9 8
T13 T14 T15 T16 T17 T18
IS3
1 2 3 4 5 6 7
R46 50k
R45 100k
C40 47n
C39 1n
C41 1n
C42 10n
R49 10k
K6
R47 5k
R48 4,7k
1 2345
Beleg.: 1 +UB
2 Eingang
3 +UB
4 Ausgang
5 -Masse
Ausbaustufe

Bild 3.32
Vollintegrierter Senderimpulsteil für sechs Kanäle
(Sender: *Multiplex-Royal*)

former aus den Gattern des IS *MH 7400 (MHA 111)* gebildet. Allerdings ist bei dieser Auslegung des Senderimpulsteils kaum eine Kosten- oder Bauelementeeinsparung zu erzielen. Nachteilig dürfte sich der hohe Leistungsbedarf des IS mit 25 mW je Gatter auf die Leistungsbilanz des Senders auswirken.

Daß die konsequente Anwendung der integrierten Technik echte Vorteile bringt, erkennt man am Beispiel des Senderimpulsteils der *Multiplex*-Anlage *Royal* (Bild 3.32).

Alle Funktionen der aktiven Bauelemente werden von drei IS übernommen. Es handelt sich dabei um den Typ *MC 9819 P*, einem Sechsfach-Transistor. Die ersten beiden Transistoren T_1 und T_2 bilden wieder den Taktgeber, dessen Basiszeit mit R_1 auf 18 ms eingestellt wird. Der Taktgeber stößt analog zur Schaltung nach Bild 3.27 die sechs angeschalteten Kippstufen nacheinander in den gesperrten Zustand. Den Kippzeiten der einzelnen Stufen entsprechen wieder die Impulszeiten für den jeweiligen Kanal. Bei den vollintegrierten Impulsteilen hat sich im Unterschied zu den transistorisierten Impulsteilen eine andere Form der Impulsaneinanderreihung durchgesetzt. Die Impulse von T_2, T_4 und T_6 werden vom Transistor T_8 zusammengefaßt, negiert und mit C_{15}, R_{23} differenziert (Bild 3.33). Über Transistor T_{10} werden die Nadelimpulse auf die Sammelschiene gegeben. Analog arbeiten T_7, T_9, T_{16}, T_{18} und T_{15}, T_{17}. Die Nadelimpulsfolge steuert über R_{27} den Impulsformer mit T_{11} und T_{12}, dessen Tastzeit mit R_{29} eingestellt wird. Die am Kollektor von T_{12} auftretende Impulsfolge von sieben Austastimpulsen steuert dann den Modulatortransistor im HF-Teil (Bild 4.18) durch. Diese etwas umständlich erscheinende Form der Impulsaneinanderreihung ist in der höheren Funktionssicherheit begründet. Die exakte Funktion der Kippstufen ist besser gewährleistet, wenn sie elektrisch über Transistorgatter und nicht über Diodengatter voneinander getrennt sind.

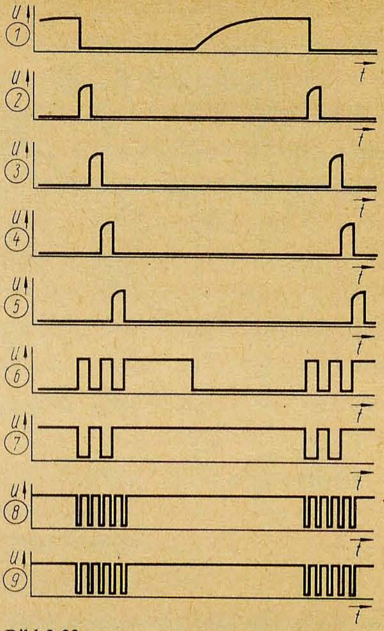


Bild 3.33
Impulsdiagramm des Senderimpulsteils nach Bild 3.32 für 4-Kanal-Betrieb

Die hohe Verstärkung der einzelnen Gatter bedingt eine erhöhte Schwingneigung des Impulsteils. Damit durch HF-Einkopplung aus dem Sender-HF-Teil, der ja auf der gleichen Platine untergebracht ist, keine Schwingungen entstehen, werden alle Basen der Transistoren über 1-nF-Kondensatoren auf Masse gelegt. Die Impulszeiten sind in hohem Maße spannungsabhängig. Damit die sinkende Versorgungsspannung keine Rückwirkungen auf die Steuerfunktion ergeben, wird die Betriebsspannung mit T_{19}, R_{30} und D_1 stabilisiert.

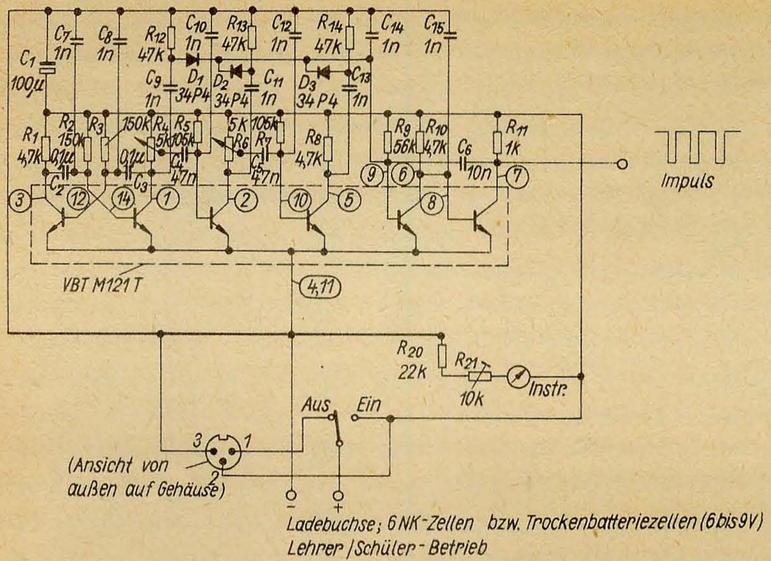

C1 100µ
C7 1n
C8 1n
R12 47k
C10 1n
R13 47k
C12 1n
R14 47k
C14 1n
C15 1n
C9 1n
D1 34P4
D2 34P4
C11 1n
D3 34P4
C13 1n
R1 4,7k
R2 150k
R3
150k
R4 5k
R5 105k
5k
105k
R6
R7
R8 4,7k
R9 56k
R10 4,7k
C6 10n
R11 1k
0,1µ
C2
0,1µ
C3
47n
47n
3
12
14
1
2
10
5
9
6
8
7
Impuls
VBT M121 T
4,11
R20 22k
R21 10k
Instr.
Aus
Ein
3
1
2
(Ansicht von außen auf Gehäuse)
−
+
Ladebuchse; 6 NK-Zellen bzw. Trockenbatteriezellen (6 bis 9 V)
Lehrer/Schüler-Betrieb

Bild 3.34
Impulsteil eines 2-Kanal-Proportionalsenders (Anlage: *Multiplex Mini 2*)

Die Z-Diode nutzt man außerdem noch zur Spreizung des Meßbereichs vom Anzeigeinstrument. Bei der Spannungsanzeige wird die Z-Spannung von 5,6 V unterdrückt, so daß der gesamte Zeigerausschlag für die Messung der Spannung von 7,5 V bis 5,6 V, also 1,9 V, zur Verfügung steht. Auf die Weise kann der Ladezustand der NK-Akkumulatoren im Sender mit dem kleinen Anzeigeinstrument (Indikator vom Magnetbandgerät) wesentlich genauer beurteilt werden, als ohne Spreizung des Meßbereichs. Durch Verwendung einer Ausbaustufe als Steckbaustein mit einem IS (T_{13} bis T_{18}) kann der Sender in einfacher Weise von 4- auf 6-Kanal-Betrieb umgestellt werden.

Bei nur einem IS im Impulsteil läßt sich ein vollwertiger 2-Kanal-Impulsteil aufbauen (Bild 3.34). Die Sender, zu denen die Impulsteile nach Bild 3.32 und Bild 3.34 gehören, sind mit gleichen HF-Teilen ausgerüstet. Da sie mit gleichen Impulszeiten arbeiten, sind sie auch kompatibel.

Der Impulsteil des 3-Kanal-*Varioprop*-Senders nach Bild 3.35 ist in der Dimensionierung gegenüber dem Original geändert worden, um die Transistoren *SF 136* verwenden zu können. Gleichzeitig erfolgte die Erweiterung auf 4 Kanäle. Der Impulsteil des 3-Kanal-*Varioprop*-Senders ist in konventioneller Technik aufgebaut. Wenn man den Impulsteil nach Bild 3.35 mit den anderen Impulsteilen vergleicht, so sind die Unterschiede auf den ersten Blick nicht sofort sichtbar. Auch dieser Impulsteil hat einen astabilen Multivibrator als Taktgeber, die nachgeschalteten drei Kanalkippstufen und einen Impulsformer, der aber in Form eines übersteuerten Verstärkers als Trigger und nicht als monostabiler Multivibrator arbeitet. Der astabile Multivibrator mit T_1 und T_2 ist asymmetrisch ausgelegt. T_1 hat mit R_3 genau einstellbar die Schaltzeit von $t_{i1} = 1{,}3$ ms und T_2 von

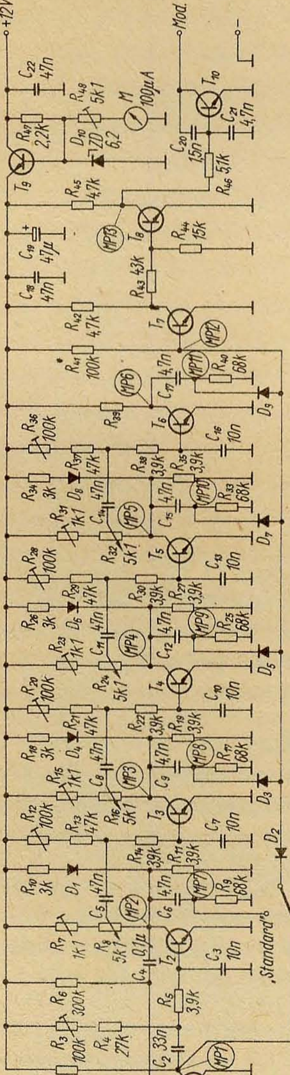


Bild 3.35
Impulsteil des 3-Kanal-Proportionalsenders *Varioprop 6* (Schaltung nicht original, ausgelegt für vier Kanäle und umschaltbar für zwei Modulationsverfahren)

$t_{i2} \approx 21$ ms. Die Schaltzeit von T_1 mit $t_{i1} = 1{,}3$ ms wird über die Diode D_2 als Synchronisierimpuls auf die Sammelschiene gegeben. Transistor T_2 löst dann die bereits bekannten Schaltvorgänge aus, wobei die folgenden drei Kanalimpulse mit maximal $t_{i4} = 4 \cdot 2{,}3$ ms $= 9{,}2$ ms in die Tastzeit von $t_{i2} \approx 21$ ms hineinfallen. Die Kanalimpulse werden wieder von den *RC*-Gliedern C_9, R_{17}; C_{12}, R_{25}; C_{15}, R_{33} und C_{17}, R_{40} differenziert sowie die negativen Impulsnadeln von den Dioden D_2, D_3, D_5, D_7 und D_9 abgetrennt und auf die Sammelschiene geschaltet. Die Widerstandsdiodenkombinationen in den Kollektorleitungen der Kippstufentransistoren haben die Aufgabe, die Rückwirkungen der Kanalstufen aufeinander zu verringern. Der Trigger summiert dann den Pausenimpuls von T_1 mit 1,3 ms sowie die folgenden Nadelimpulse und formt sie zu einer Impulsfolge, die den Modulator austastet. Das *RC*-Glied R_{46}, C_{20} verschleift die Impulsflanken und verringert damit die Bandbreite des Senders. Die Versorgungsspannung des Impulsteils wird mit der Z-Diode D_{10} und dem Transistor T_9 stabilisiert.

Das Impulsdiagramm gemäß Bild 3.36 verdeutlicht die Wirkungsweise dieses Impulsteils. Es muß noch darauf hingewiesen werden, daß der Stromlaufplan Bild 3.35 von einem Sender abgenommen worden ist; es handelt sich also nicht um einen Originalstromlaufplan. Mit dieser Schaltung läßt sich auch ein Universalimpulsteil aufbauen, das auf beide Synchronisationssysteme umschaltbar ist. Dazu wird nur die Diode D_1 zwischen MP 1 und MP 7 umgeschaltet. Außerdem müssen noch die Impulszeiten der Anlagen übereinstimmen.

Der Impulsteil des Senders *Varioprop 12* ist teilintegriert und auf einer Platine, getrennt vom HF-Teil,

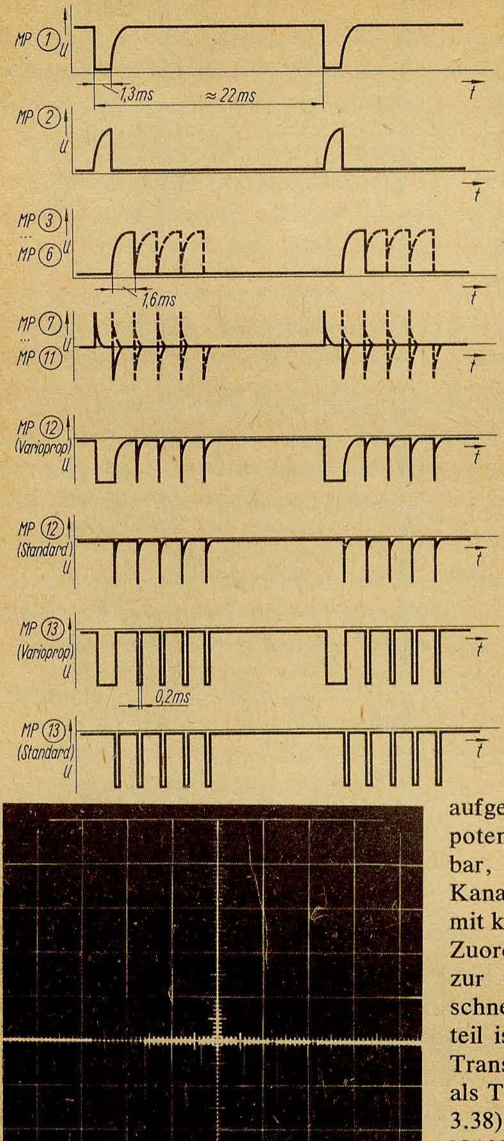
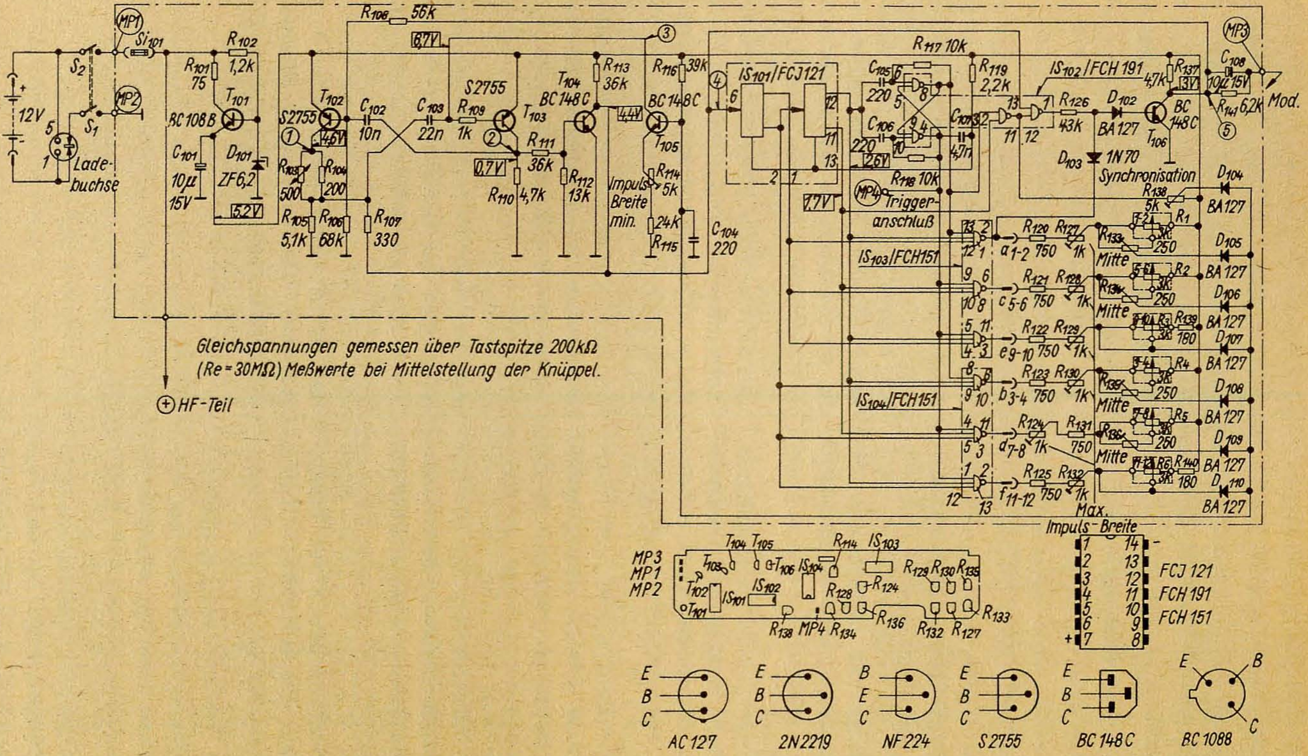

MP ① U
1,3ms
≈22ms
t
MP ② U
t
MP ③ … MP ⑥ U
1,6ms
t
MP ⑦ … MP ⑪ U
t
MP ⑫ (Varioprop) U
t
MP ⑫ (Standard) U
t
MP ⑬ (Varioprop) U
0,2ms
t
MP ⑬ (Standard) U
t

Bild 3.36
Impulsbilder zur Schaltung nach Bild 3.35; a – Impulsdiagramm, b – Oszillogramm der Modulationsimpulsfolge

aufgebaut (Bild 3.37). Die Kanalpotentiometeranschlüsse sind steckbar, so daß die Zuordnung zu den Kanalkippstufen frei wählbar ist. Damit kann auf unkomplizierte Weise die Zuordnung von Funktionen im Modell zur Bewegung des Steuerknüppels schnell geändert werden. Der Impulsteil ist als Ringzähler ausgeführt. Die Transistoren T_{102}, T_{103} und T_{104} arbeiten als Taktgeber für den Ringzähler (Bild 3.38). Die Kanalkippstufen sind als NAND-Gatter aufgebaut, deren Eingänge durch die IS_{101} und IS_{102} miteinander verknüpft werden. Die Impulsbreite der Austastimpulse wird mit R_{114} und die Breite des Synchronisierimpulses, ein auf 1,3 ms verbreiterter Austastimpuls, wird mit R_{138} eingestellt. Das *RC*-Glied R_{141}, C_{108} hat die Aufga-


MP1
MP2
MP3
MP4
Si101
S1
S2
12V
5
1
Lade-buchse
R101 75
R102 1,2k
T101
BC 108 B
C101 10µ 15V
D101 ZF6,2
5,2V
R108 56k
6,7V
③
S2755
T102
①
4,6V
R103 500
R104 200
R105 5,1k
R106 68k
C102 10n
C103 22n
R107 330
R109 1k
S2755
T103
②
0,7V
R110 4,7k
R111 36k
T104 BC 148 C
R112 13k
R113 36k
4,4V
R116 39k
BC 148 C
T105
R114 5k
Impuls-Breite min.
R115 24k
C104 220
④
IS101/FCJ121
6
12
11
13
2
1
R117 10k
C105 220
C106 220
C107 4,7n
2,6V
R118 10k
Trigger-anschluß
7,7V
R119 2,2k
IS102/FCH 191
13
1
2
11
12
R126 43k
D102 BA127
D103 1N70
Synchronisation
R137 4,7k
3V
BC 148C
T106
C108 10µ 15V
R141 6,2k
⑤
Mod.
IS103/FCH151
IS104/FCH151
R120 R127 a1-2 750 1k
R121 R128 c5-6 750 1k
R122 R129 e9-10 750 1k
R123 R130 b3-4 750 1k
R124 R131 d7-8 1k 750
R125 R132 f11-12 750 1k
R138 5k
R1
R2
R3
R4
R5
R6
R133
R134
R135
R136
R139 180
R140 180
3K
250
Mitte
Max.
Impuls-Breite
D104 BA127
D105 BA127
D106 BA127
D107 BA127
D108 BA127
D109 BA127
D110 BA127
MP3
MP1
MP2
T104 T105
T103
T106
IS104
R114 IS103
T102
IS101
IS102
T101
R128
R124
R129 R130 R135
R138 MP4 R134
R136
R132 R127
R133
1 2 3 4 5 6 7
14 13 12 11 10 9 8
+
-
FCJ 121
FCH 191
FCH 151
E B C
AC127
2N2219
B E C
NF224
S2755
BC 148 C
BC 1088

Gleichspannungen gemessen über Tastspitze 200kΩ (Re = 30MΩ) Meßwerte bei Mittelstellung der Knüppel.

⊕ HF-Teil

Bild 3.37
Impulsteil des 6-Kanal-Proportionalsenders *Varioprop 12* in teilintegrierter Technik

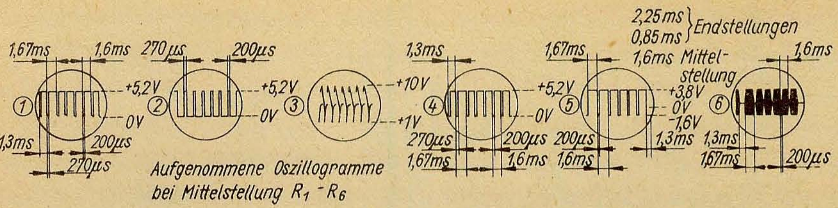
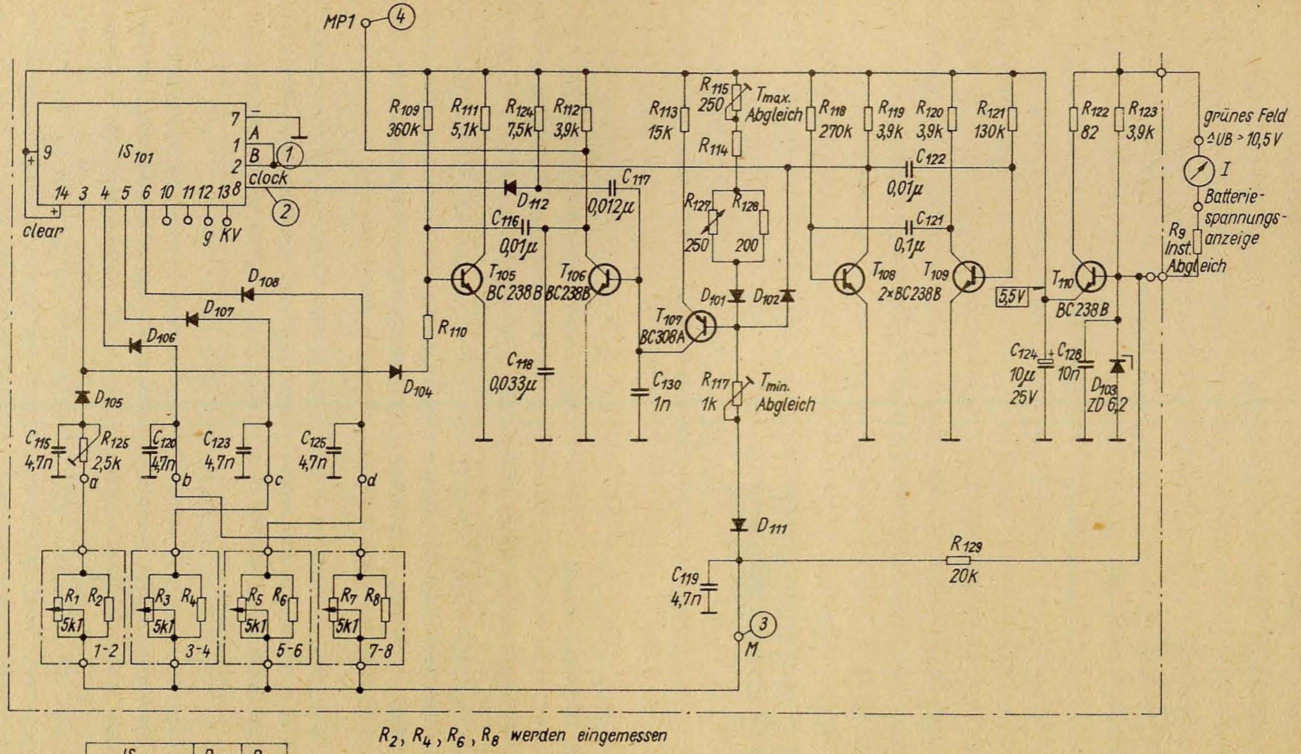


Bild 3.38
Impulsbilder zur Schaltung nach Bild 3.37

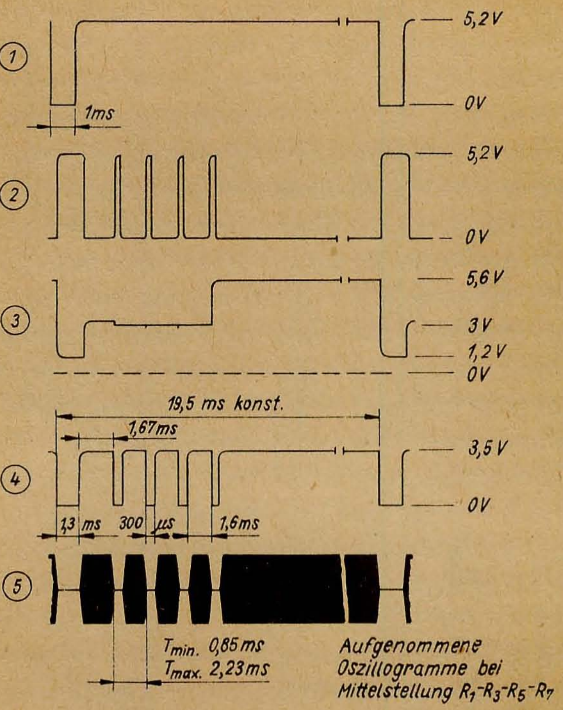
be, die Impulsflanken abzuschrägen, denn mit ihm läßt sich die Bandbreite des Senders wirksam verringern, ohne seine Funktion zu beeinflussen. Die Betriebsspannung für den Impulsteil wird mit Transistor T_{101} und Z-Diode D_{101} stabilisiert.

Der nächste Schritt zur Schaltungsintegration ist beim Sender *Varioprop 8 S* durch den Einsatz eines vollintegrierten Schieberegisters gegangen worden (Bild 3.39). Es handelt sich um ein 8-Bit-Schieberegister mit Parallelausgabe in LP(low power)-MOS-Technik. Es hat im Vergleich zu den Transistorkippstufen einen geringen Leistungsbedarf und trägt damit zur günstigen Energiebilanz des Senders im Interesse der optimalen Batterieausnutzung bei. Die Versorgungsspannung des Impulsteils wird mit D_{103} und T_{110} stabilisiert. T_{108} und T_{109} bilden einen astabilen Multivibrator, der als Taktgeber arbeitet. Mit $t_1 = 130\,\mathrm{k}\Omega \cdot 10\,\mathrm{nF} \cdot 0{,}69 \approx 0{,}9$ ms und $t_2 = 270\,\mathrm{k}\Omega \cdot 0{,}1\,\mu\mathrm{F} \cdot 0{,}69 \approx 18{,}6$ ms legt er die Taktzeit $t_F = t_1 + t_2$ für die Wiederholung der Impulsfolgen zu $t_F \approx 19{,}5$ ms fest. Der am Kollektor von T_{108} abgegriffene Impuls t_1 bildet einmal den Eingabeimpuls für das Schieberegister (1) und startet über D_{102} den zweiten astabilen Multivibrator mit T_{105} und T_{106}, indem T_{107} leitend wird und damit die Basis von T_{106} Spannung erhält (Bild 3.40). Nach 1,3 ms kippt T_{106} in den gesperrten Zustand zurück und liefert damit den Synchronisierimpuls. Durch das Kippen des astabilen Multivibrators mit T_{105} und T_{106} werden gleichzeitig die Taktimpulse (clock) für das Schieberegister erzeugt. Ihr Abstand ist abhängig von der Vorspannung der Dioden D_{101} und D_{110}. Die Zeiten für die Austastimpulse $T_{\min} = 0{,}85$ ms und $T_{\max} = 2{,}23$ ms, die gleichzeitig die minimale und die maximale Breite eines Kanalimpulses festlegen, werden mit R_{117} bzw. R_{115} eingestellt. Die mittlere Impulslänge des Kanalimpulses von 1,6 ms wird durch Einmessen der Widerstände R_2, R_4, R_6 und R_8 am Kanalpotentiometer eingestellt. Liegt nach Durchlauf der Impulsfolge an den Ausgängen des Schieberegisters kein Impuls mehr an, so sperrt T_{107}, und der astabile Multivibrator mit T_{105} und T_{106} wird erst wieder durch einen neuen Impuls vom Taktgenerator (T_{108}, T_{109}) gestartet. Die komplette Austastimpulsfolge liegt an MP1 ④ an und wird dem Modulatortransistor zugeführt.


MP1
④
IS₁₀₁
7 A 1 B 2 clock 8
9 14 3 4 5 6 10 11 12 13
clear
g KV
①
②
R₁₀₉ 360k
R₁₁₁ 5,1k
R₁₂₄ 7,5k
R₁₁₂ 3,9k
R₁₁₀
D₁₁₂
C₁₁₆ 0,01µ
C₁₁₇ 0,012µ
T₁₀₅ BC 238 B
T₁₀₆ BC238B
C₁₁₈ 0,033µ
D₁₀₄
D₁₀₅
D₁₀₆
D₁₀₇
D₁₀₈
C₁₁₅ 4,7n
R₁₂₅ 2,5k
C₁₂₀ 4,7n
C₁₂₃ 4,7n
C₁₂₅ 4,7n
a b c d
R₁ R₂ 5k1 1-2
R₃ R₄ 5k1 3-4
R₅ R₆ 5k1 5-6
R₇ R₈ 5k1 7-8
R₁₁₃ 15k
R₁₁₅ 250 Tmax. Abgleich
R₁₁₄
R₁₂₇ 250
R₁₂₈ 200
D₁₀₁
D₁₀₂
T₁₀₇ BC308A
C₁₃₀ 1n
R₁₁₇ 1k Tmin. Abgleich
D₁₁₁
C₁₁₉ 4,7n
③ M
R₁₂₉ 20k
R₁₁₈ 270k
R₁₁₉ 3,9k
R₁₂₀ 3,9k
R₁₂₁ 130k
C₁₂₂ 0,01µ
C₁₂₁ 0,1µ
T₁₀₈ T₁₀₉ 2×BC238B
5,5V
T₁₁₀ BC 238 B
R₁₂₂ 82
R₁₂₃ 3,9k
C₁₂₄ 10µ 25V
C₁₂₈ 10n
D₁₀₃ ZD 6,2
R₉ Inst. Abgleich
grünes Feld ≙UB > 10,5 V
I
Batterie-spannungs-anzeige
R₂, R₄, R₆, R₈ werden eingemessen

IS_{101}	R_{114}	R_{110}
GZF 1100	160	68k
SN74L164N	200	51k
MM74C164N selektiert	160	68k

Bild 3.39
Impulsteil des 4-Kanal-Proportionalsenders Varioprop 8 S



Aufgenommene Oszillogramme bei Mittelstellung R_1-R_3-R_5-R_7

Bild 3.40
Impulsbilder zur Schaltung nach Bild 3.39

3.3.2. Digitaldekodierung – Empfängerimpulsteil

Je nach Kanalanzahl sendet der Sender eine Folge von 0,2 ms langen Austastimpulsen aus. Bei einem 4-Kanal-Sender sind es fünf und bei einem 6-Kanal-Sender sieben Austastimpulse. Die Proportionalinformation steckt im veränderlichen Abstand (1,6 ± 0,6) ms der Austastimpulse (s. a. Bild 3.25). Die Aufgabe der Dekodiereinrichtung im Empfänger besteht nun darin, die Kanalimpulse von (1,6 ± 0,6) ms aus der Impulsfolge auszusortieren und unverwechselbar den Kanalausgängen zuzuordnen. Die Kanalimpulse werden gewissermaßen abgezählt. Dabei entspricht der erste Impuls, der durch die Austastimpulse 1 und 2 »eingerahmt« wird, gleich Kanal 1 und der zweite Impuls, der durch die Austastimpulse 2 und 3 »eingerahmt« wird, gleich Kanal 2 usw.

Für das Abzählen der Impulse werden Impulszähler verwendet (Bild 3.41). Jeder eintreffende Austastimpuls verändert den Zählerstand, der bis zum Eintreffen des nächsten Austastimpulses gespeichert wird. Der Zähler muß daher Speicherelemente enthalten, die zwei stabile Schaltzustände haben. Das können bistabile Multivibratoren, im weiteren als Flip-Flop »FF« bezeichnet, oder Schaltelemente mit analogem Schaltverhalten sein. Die Impulszähler arbeiten nach einem bestimmten Zyklus. Ist die Folge der Austastimpulse durchgelaufen, so wird der Zähler durch einen Synchronisierimpuls in seine Startstellung zurückgeschaltet. Damit wird der Impulsteil des Empfängers mit dem Impulsteil des Senders synchronisiert. Das ist die

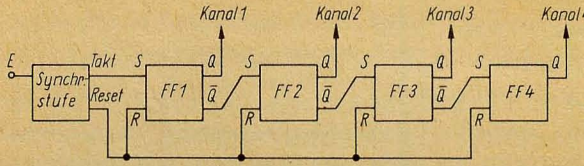

Kanal 1
Kanal 2
Kanal 3
Kanal 4
E
Synchr.-stufe
Takt
Reset
S
Q
$\bar{Q}$
R
FF1
FF2
FF3
FF4

Bild 3.41
Übersichtsschaltplan eines 4-Kanal-Empfängerimpulsteils

unabdingbare Voraussetzung für die sichere Funktion der Digitalanlage. Auf diese Weise werden auch Störimpulse eliminiert, wenn sie einmal die Zählerstellung in Unordnung gebracht haben sollten, denn nach jeder Impulsfolge wird ja der Zähler in seine Startstellung zurückgeschaltet. Zähler mit einem solchen Verhalten bezeichnet man als Schieberegister.

Schieberegister lassen sich mit diskreten Bauelementen (Transistoren) oder mit IS aufbauen. Beide Schaltungsvarianten sind in der Funktion gleichwertig. Den IS dürfte dabei die Zukunft gehören, da mit ihnen bestückte Empfängerimpulsteile in bezug auf Einfachheit und Betriebssicherheit kaum zu überbieten sind. Es ist nur eine Frage von Angebot und Preis, wann sich die IS allgemein durchgesetzt haben.

Die Funktion eines 4-Kanal-Dekoders sei am Beispiel des Empfängerimpulsteils der Anlage *Digitron* (Bild 3.42), der mit diskreten Bauelementen aufgebaut worden ist, erläutert. Wesentliches Kennzeichen dieser Schaltung ist, daß die Emitter der beiden FF-Transistoren einer Stufe nicht miteinander verbunden sind. Vielmehr liegen die Emitter aller »linken« und die Emitter aller »rechten« Transistoren an gemeinsamen Leitungen. Die Emitter der »rechten« FF-Transistoren sind über T_2 mit dem Minuspol der Versorgungsspannung verbunden. Es soll definiert werden, daß sich eine Stufe im Zustand »H« befindet, wenn der »rechte« Transistor, und im Zustand »L«, wenn der »linke« Transistor durchgesteuert ist. Da von n Stufen eine Stufe »H« und $n-1$ Stufen »L« sein sollen, wird nur in einer Stufe der »rechte«, dagegen in den anderen $n-1$ Stufen der »linke« Transistor durchgesteuert. Im Ruhezustand haben die Emitter aller Transistoren gleiches Po-

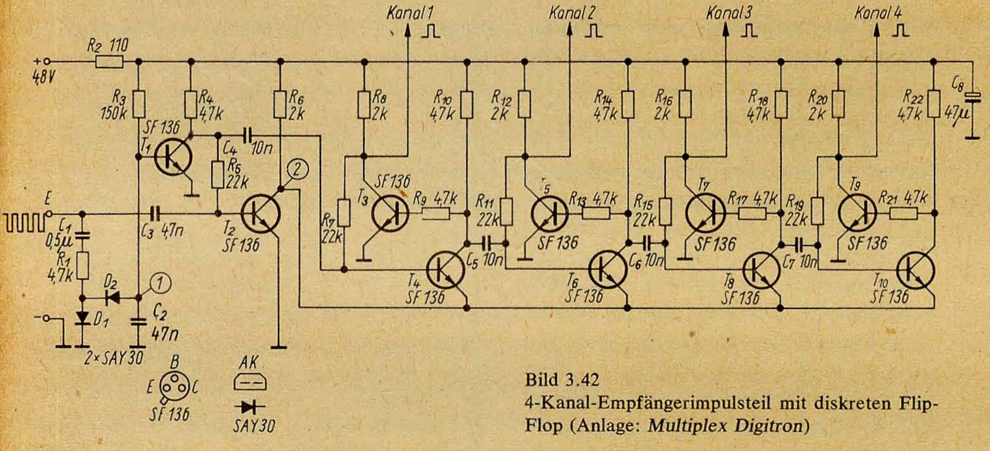

Kanal 1
Kanal 2
Kanal 3
Kanal 4
+
48 V
R2 110
R3 150k
R4 4,7k
R6 2k
R8 2k
R10 4,7k
R12 2k
R14 4,7k
R16 2k
R18 4,7k
R20 2k
R22 4,7k
C8 47µ
SF136
T1
C4 10n
R5 22k
2
E
C1 0,5µ
R1 4,7k
C3 47n
T2 SF136
D2
1
D1
C2 47n
2×SAY30
T3
R9 4,7k
R7 22k
R11 22k
C5 10n
T4 SF136
T5
R13 4,7k
R15 22k
C6 10n
T6 SF136
T7
R17 4,7k
R19 22k
C7 10n
T8 SF136
T9
R21 4,7k
T10 SF136
B
E
C
SF136
AK
SAY30

Bild 3.42
4-Kanal-Empfängerimpulsteil mit diskreten Flip-Flop (Anlage: *Multiplex Digitron*)

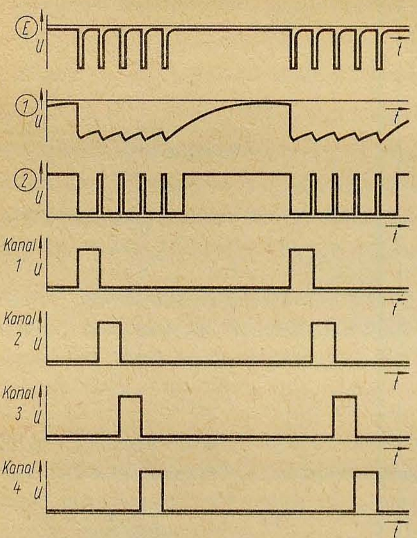


Bild 3.43
Impulsdiagramm zur Schaltung nach Bild 3.42

tential. Die Basisspannungsteiler sind in der Weise dimensioniert, daß der Zähler nur in diesem einen stabilen Zustand bleiben kann. Sobald einer der »rechten« Transistoren Strom zu führen beginnt, steigt der Spannungsabfall über T_2 und verhindert das Durchsteuern dieses Transistors. Das Fortschalten des Ringzählers geschieht durch positive Impulse an der gemeinsamen Emitterleitung der »rechten« Transistoren (Bild 3.43). Dadurch wird der »linke« Transistor gesperrt, der bis dahin durchgesteuert war. Der dabei an seinem Kollektor entstehende LH-Spannungssprung überträgt sich über einen 10-nF-Kondensator auf die Basis des folgenden »rechten« Transistors, der dadurch nach dem Abklingen des Sperrimpulses auf der Emitterleitung durchsteuert. Die Information »H« ist dann um eine Stufe weitergerückt. Die Impulse an der gemeinsamen Emitterleitung müssen sehr kurz sein, da die im Zähler befindliche Information während der Impulsdauer in den Koppelkondensatoren gespeichert wird und diese sonst sehr groß gemacht werden müßten. Außerdem ist der Zählimpuls niederohmig zuzuführen. An der Emitterleitung liegt daher ein Steuertransistor in Kollektorschaltung. Die Impulsdauer am Eingang E kann dann beliebig groß sein, nur muß die Anstiegszeit der LH-Flanke weniger als 2 V/µs und die Amplitude der Steuerimpulse mindestens 2 V betragen. Die Zählerstellung kann an den Kollektoren der Transistoren ausgewertet werden. Die Kanalimpulse greift man an den Kollektoren der »linken« Flip-Flop-Transistoren ab.

Vor dem Eintreffen von Impulsen ist der Kondensator C_2 entladen und demzufolge T_1 im leitenden und T_2 im gesperrten Zustand (Bild 3.44). Dadurch befinden sich die Transistoren T_4, T_6, T_8 und T_{10} im gesperrten und die Transistoren T_3, T_5, T_7 und T_9 im leitenden Zustand. Die erste HL-Flanke lädt über C_1, R_1 und die Dioden D_1, D_2 den Kondensator C_2 negativ auf, und Transistor T_1 gelangt vom leitenden in den gesperrten Zustand. Gleichzeitig fließt beim Transistor T_2 über R_5 und R_4 der Basisstrom, so daß er leitend wird und von der Impulsfolge geschaltet werden kann. Die erste HL-Flanke am Eingang E steuert also T_2 durch und legt alle Emitter der Transistoren T_4, T_6, T_8 und T_{10} auf Masse. Damit werden alle Flip-Flop zählbereit. Der Ringzähler schaltet dann beim Eintreffen der folgenden Austastimpulse in der beschriebenen Weise durch.

Ist die Impulsfolge durchgelaufen, so treten an den Kanalausgängen in der zeitlichen Folge die Kanalimpulse 1 bis 4 getrennt auf. Nun muß das Schieberegister wieder in seine Grundstellung zurückgeführt – es muß mit dem Sender synchronisiert – werden. Diese

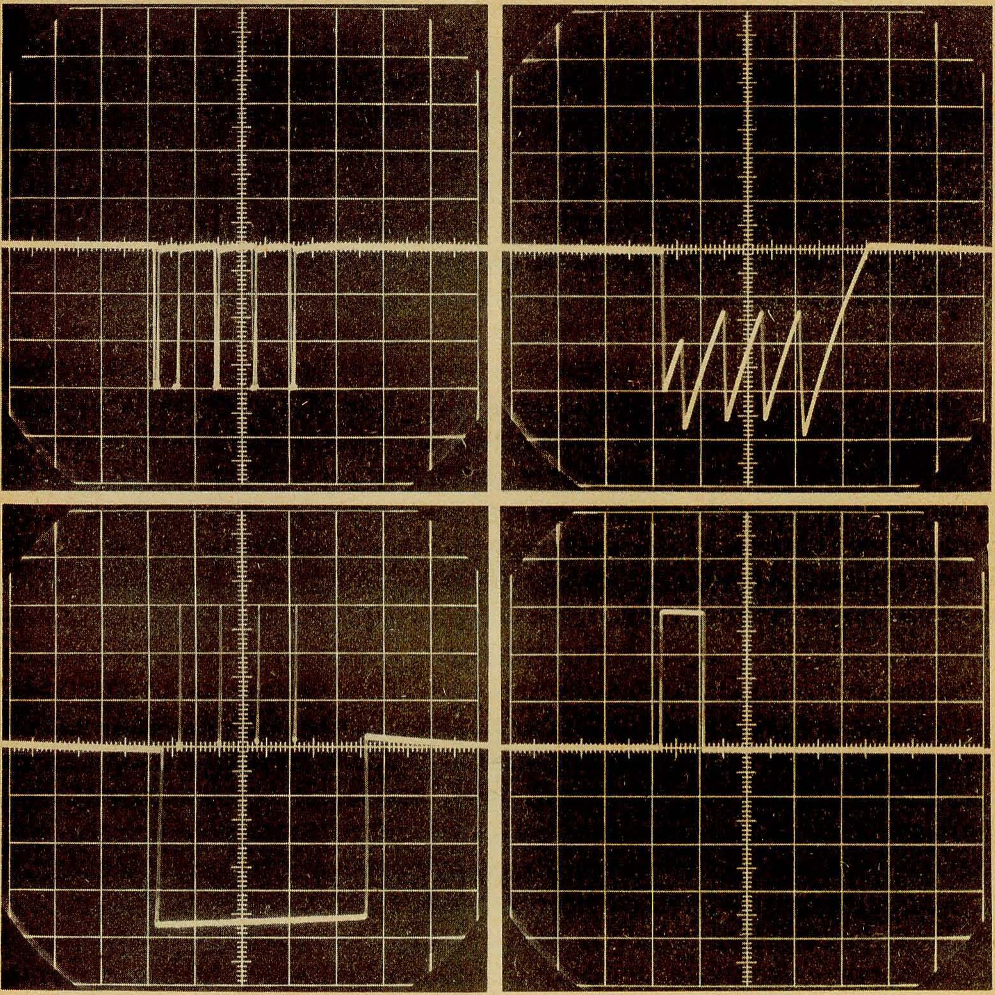


Bild 3.44
Oszillogramme zur Schaltung nach Bild 3.42; a — Kanalimpulsfolge an E (o. links), b — Integration der Kanalimpulse zur Synchronisation an MP 1 (o. rechts), c — Austastimpulse des Schieberegisters an MP 2 (u. links), d — Kanalimpuls am Kanalausgang K 1 (u. rechts)

Aufgabe übernehmen T_1 und T_2. Während der Synchronisationspause (>6 ms) zwischen den Austastimpulsfolgen entlädt sich C_2 über R_3, und T_1 kehrt in den leitenden Zustand zurück. Als Folge davon werden T_2, T_4, T_6, T_8 und T_{10} gesperrt und T_3, T_5, T_7 und T_9 leitend. Der Ausgangszustand des Schieberegisters ist damit wiederhergestellt. Für den Nachbau eines solchen Empfängerimpulsteiles sind in Bild 3.42b und Bild 3.42c Leiterplattenzeichnung und Bestückungsplan dargestellt.

Die weitere Entwicklung der Modellfernsteueranlagen ging zielstrebig zum Einsatz von IS über. Prinzipiell kann man die Flip-Flop nach Bild 3.42 durch NAND-Gatter nachbilden und erhält die Schaltung gemäß Bild 3.45a. Auch ein solches Flip-Flop hat die zueinander negierten Ausgänge Q und Q̄ und die beiden Eingänge S und R (S von »set« = setzen und R von »reset« = rücksetzen). Mit einer solchen Schaltungsversion wäre in der Praxis aber nicht viel gewonnen, da nur die Transistoren durch den IS ersetzt werden und die anderen externen Bauelemente (Widerstände und Kondensatoren) weiterhin erforderlich sind. Den Ausweg bietet die Anwendung von getakteten (synchronen) Flip-Flop. Sie werden nach den beiden Eingängen J und K als JK-Flip-Flop bezeichnet (Bild 3.45b). Dabei liegt der Taktimpuls am Eingang »Takt« und der Synchronisierimpuls entweder am Eingang K oder J. Vertreter der JK-Master-Slave-Flip-Flop sind die Typen *SN 7472*, *D 172* oder *MH 7472*. Beim JK-Master-Slave-Flip-Flop handelt es sich um ein taktzustands- oder taktniveaugesteuertes Flip-Flop. Besser für den Aufbau von Schieberegistern in der Fernsteuertechnik ist allerdings das nicht so störempfindliche D-Flip-Flop geeignet. Das D-Flip-Flop arbeitet nur als getaktetes Flip-Flop. Es wird durch die LH-Flanke (Tief-Hoch) des Taktimpulses am Eingang D gestellt (Bild 3.45c). Die Bezeichnung D-Flip-Flop kommt von »delay« (Verzögerung). Das D-Flip-Flop ist taktflankengesteuert, dessen Flanke eine Mindeststeilheit von ≈250 ns (0,7 bis 2,7 V) haben muß.

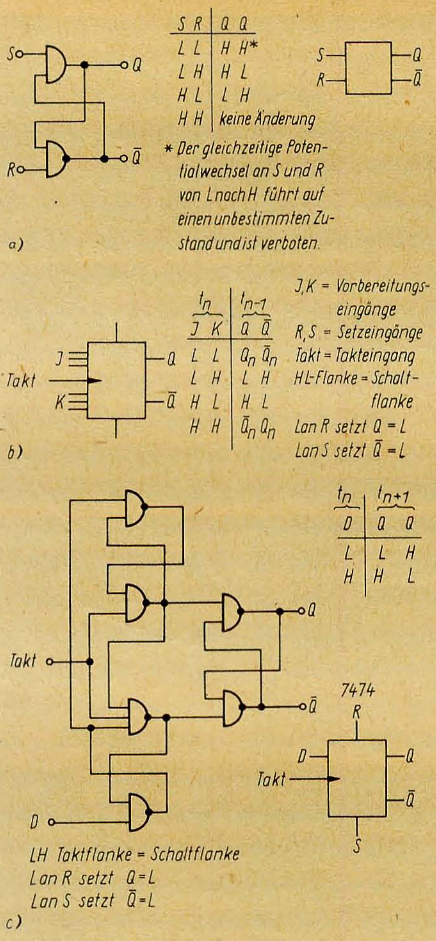

S
R
Q
Q̄
S R | Q Q̄
L L | H H*
L H | H L
H L | L H
H H | keine Änderung
* Der gleichzeitige Potentialwechsel an S und R von L nach H führt auf einen unbestimmten Zustand und ist verboten.
a)
J
K
Takt
t_n
t_{n-1}
J K | Q Q̄
L L | Q_n $\bar{Q}_n$
L H | L H
H L | H L
H H | $\bar{Q}_n$ Q_n
J,K = Vorbereitungseingänge
R,S = Setzeingänge
Takt = Takteingang
HL-Flanke = Schaltflanke
L an R setzt Q = L
L an S setzt Q̄ = L
b)
t_n
t_{n+1}
D | Q Q̄
L | L H
H | H L
Takt
D
7474
R
S
LH Taktflanke = Schaltflanke
L an R setzt Q=L
L an S setzt Q̄=L
c)

Bild 3.45
Flip-Flop in integrierter Technik; a – Schaltung, Zustandstabelle und Schaltsymbol eines RS-Flip-Flop, bestehend aus zwei NAND-Gattern, b – Schaltsymbol und Zustandstabelle eines JK-Flip-Flop, c – Schaltung, Zustandstabelle und Schaltsymbol eines D-Flip-Flop

Die Wirkungsweise eines Schieberegisters, das aus vier D-Flip-Flop besteht, ist aus dem Übersichtsschaltplan und dem Impulsdiagramm ersichtlich (Bild 3.46 und Bild 3.47). Durch den Synchronisierimpuls am Eingang D wird das erste Flip-Flop zählbereit, so daß die LH-Flanke des ersten Austastimpulses am Ausgang Q_1 als LH-Flanke auftritt. Der zweite Austastimpuls schaltet den Ausgang Q_1 von

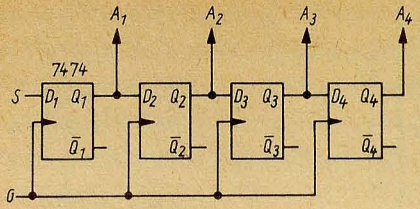


Bild 3.46
Übersichtsschaltplan eines 4-Takt-Schieberegisters

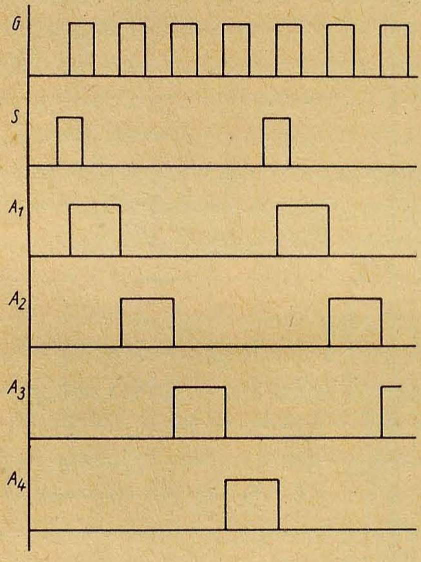


Bild 3.47
Impulsdiagramm des Schieberegisters nach Bild 3.46

H nach L, es tritt damit an Q_1 die Ausschaltflanke des Kanalimpulses auf und gleichzeitig das zweite Flip-Flop ein. Gleichzeitig mit der HL-Flanke an Q_1 tritt die LH-Flanke des zweiten Kanalimpulses an Q_2 auf. Auf diese Weise wird der Zustand H vom Austastimpuls von einem Ausgang zum nächsten geschoben. Ganz gleich, ob durch Störung ein Impuls verlorengegangen oder einer hinzugekommen ist, die nächste Austastimpulsfolge kann das Schieberegister erst wieder »anschieben«, wenn der Eingang D durch den Synchronisierimpuls positiv, also H ist. Dadurch werden Störimpulse spätestens nach einer Impulsfolge eliminiert. An den Ausgängen Q_1 bis Q_4 kann man die Kanalimpulse für die Kanäle 1 bis 4 abgreifen. Der Vorteil dieser Schaltungsvariante ist, daß die IS die positive und die negative Logik ermöglichen, da am Ausgang $\bar{Q}$ der invertierte Impuls zum Ausgang Q auftritt.

Angewendet wird das vorstehend beschriebene Prinzip eines Schieberegisters zur Digitaldekodierung bei der Anlage *Fajtoprop* (Bild 3.48). Die ZF-Spannung wird von dem Analog-IS *MAA 325* demoduliert und als Impulsspannung verstärkt. Liegen keine Impulse an Klemme 1 des *MAA 325* an, so ist T_5 gesperrt und damit C_{13} positiv aufgeladen. Folglich liegt am Eingang D des FF_1 positives Potential, FF_1 ist zählbereit. Die LH-Flanke des ersten Austastimpulses schaltet FF_1, so daß an Q_1 die HL-Flanke des ersten Kanalimpulses auftritt. Gleichzeitig wird T_5 durch den Austastimpuls leitend, so daß sich C_{13} über T_5 entlädt. Damit liegt der Eingang D des FF_1 annähernd auf Masse, und FF_1 kann demzufolge durch die LH-Flanke des zweiten Austastimpulses nur noch ausgeschaltet, aber nicht mehr eingeschaltet werden. In den Pausen zwischen den Austastimpulsen lädt sich C_{13} so weit positiv auf, daß dadurch FF_1 zählbereit wird. Das kann erst in der langen Pause von > 6 ms zwischen den Impulsfolgen geschehen. FF_1 wird also erst durch die Synchronisierpause wieder zählbereit und damit das Schieberegister synchronisiert. Da die Anlage *Fajtoprop* für fünf Kanäle ausgelegt ist, die IS *MH 7474* aber nur je zwei D-Flip-Flop enthalten, ist ein weiteres Flip-Flop mit

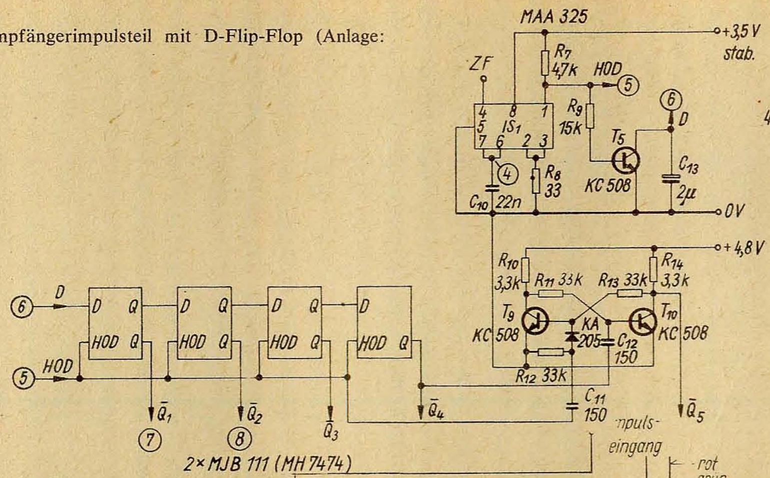
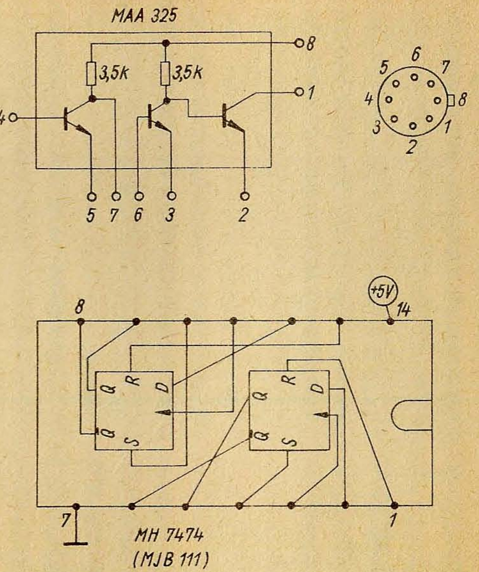

MAA 325
ZF
IS1
R7 4,7k
HOD
R9 15k
T5
KC 508
D
C13 2µ
R8 33
C10 22n
+3,5 V stab.
0 V
+4,8 V
R10 3,3k
R11 33k
R13 33k
R14 3,3k
T9 KC 508
KA 205
C12 150
T10 KC 508
R12 33k
C11 150
D Q
HOD Q
Q̄1
Q̄2
Q̄3
Q̄4
Q̄5
2×MJB 111 (MH 7474)

Bild 3.48
Integrierter Empfängerimpulsteil mit D-Flip-Flop (Anlage: *Fajtoprop)*


MAA 325
3,5k
3,5k
4
8
1
5 7 6 3 2
+5V
14
8
7
1
Q R D S
MH 7474
(MJB 111)

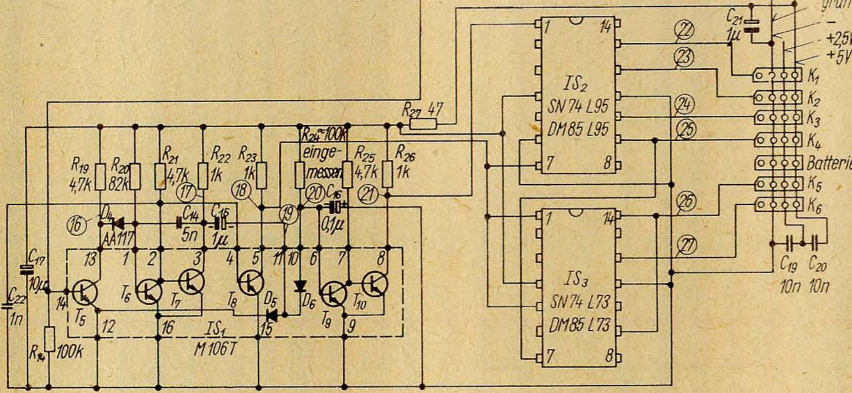

Impulseingang
rot
grün
+2,5V
+5V
C21 1µ
IS2
SN74 L95
DM85 L95
IS3
SN74 L73
DM85 L73
K1
K2
K3
K4
Batterie
K5
K6
C19 10n
C20 10n
R27 47
R19 4,7k
R20 82k
R21 4,7k
R22 1k
R23 1k
R24 ≈100k eingemessen
R25 4,7k
R26 1k
C14 5n
C15 1µ
C16 0,1µ
C17 10µ
C22 1n
R* 100k
D4 AA117
D5
D6
T5
T6
T7
T8
T9
T10
IS1
M106T

Bild 3.49
Vollintegrierter Empfängerimpulsteil mit Low-Power-IS für sechs Kanäle (Anlage: *Multiplex-Royal)*

diskreten Bauelementen angefügt worden.

Nachteilig wirkt sich der Ruhestromverbrauch von 20 mA je IS auf die Energiebilanz des *Fajtoprop*-Empfängers aus.

Verschiedene Hersteller von Digitalanlagen verwenden daher Schieberegister der Low-Power-(Kleinleistungs-)Serie, die zwar teurer sind, durch die der Empfänger aber einen sehr geringen Strombedarf hat. Stellvertretend für andere Anlagen dieser Konzeption (*Microprop, Kraft, Digisix, Rowan*) sei die Schaltung des Empfänger-Impulsteils der Anlage *Multiplex-Royal* ausgewählt (Bild 3.49). Die Austastimpulsfolge wird von dem Spezial-IS *M 106 T* verstärkt und geformt. Zusammen mit dem *RC*-Netzwerk im Ausgang des ZF-Demodulatortransistors unterdrückt der Impulsverstärker wirksam Störimpulse und auch langsame Spannungsschwankungen, die zum Fehlschalten des Schieberegisters führen können. Die Pausenerkennung bzw. Synchronisation übernimmt die Triggerschaltung von T_9, T_{10} in der bekannten Weise. Nur wenn am Kollektor von T_{10} und damit an Klemme 1 vom IS_2 positives Potential anliegt, kann das sechsstufige Schieberegister mit IS_2 und IS_3 den Zählvorgang beginnen. Die Austastimpulse werden am Kollektor von T_8 abgegriffen und auf die Klemmen 7 vom IS_2 sowie 1 und 5 vom IS_3 geschaltet. Um die Synchronisation genau einzustellen, muß man R_{24} einmessen, da die Werte von R_{24}, C_{16} die Zeitkonstante dafür bestimmen.

Daß sich mit IS auch 2-Kanal-Anlagen rationell aufbauen lassen, beweist die Schaltung des Impulsteils der Anlage *Multiplex Mini 2* (Bild 3.50). Die Impulsverstärkung und -formung übernimmt T_5. Während der Synchronisierpause ist die Basis von T_7 über R_{19} auf Masse gelegt und T_7 damit leitend. Der D-Eingang vom IS_1 erhält folglich positives Potential, so daß das Schieberegister zählbereit ist. Die Austastimpulse laden über D_4 C_{13} positiv auf, T_7 sperrt und damit auch den Eingang D des ersten Flip-Flop. C_{13} kann sich erst in der Synchronisierpause über R_{19} entladen, so daß T_7 wieder in den leitenden Zustand gelangt. Zur sicheren Synchronisation wird R_{19} genau eingemessen.

Schieberegister zur Dekodierung einer Austastimpulsfolge lassen sich

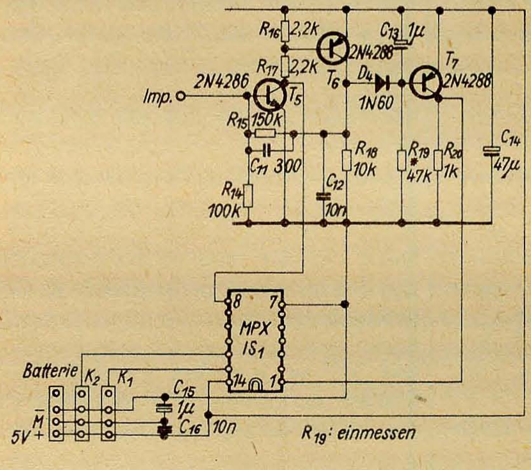
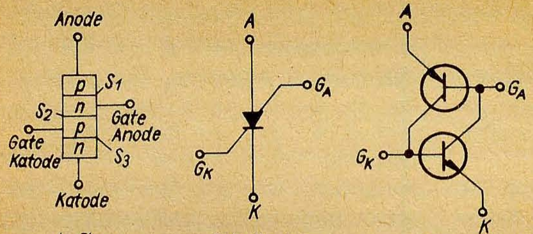


Bild 3.50
Teilintegrierter Empfängerimpulsteil für zwei Kanäle (Anlage: *Multiplex-Mini 2*)



Aufbau

Schaltzeichen (nicht standardisiert)

Ersatzschaltung

Bild 3.51
Vierschichtdiode; Aufbau, Schaltzeichen, Ersatzschaltung

auch mit anderen Speicherelementen aufbauen. Solche Speicherelemente sind z. B. Vierschichtdioden oder ihre Ersatzschaltungen. Beide Formen sind gleichwertig und werden in Modellfernsteueranlagen angewendet. Die Vierschichtdiode ist ein elektronischer Schalter mit zwei stabilen Zuständen. In dieser Eigenschaft läßt sich dieses Bauelement mit dem Flip-Flop vergleichen. Im Gegensatz zu dem in der Leistungselektronik vielfach verwendeten Thyristor (steuerbarer Gleichrichter) hat die Vierschichtdiode zwei Steuerelektroden, den katodenseitigen (G_K) und den anodenseitigen (G_A) Steueranschluß. Für die Vierschichtdiode sind auch die Bezeichnungen Silizium-Tetrode und Thyristor-Tetrode gebräuchlich. Die Vierschichtdiode und ihre Ersatzschaltung zeichnet sich durch folgende besondere Eigenschaften aus:

- Zündmöglichkeit ohne Steuerelektrode durch Überschreiten der Schaltspannung;
- erweiterte Zünd- und Löschmöglichkeiten durch den Zugang zu beiden Steuerelektroden: Zünden durch positive und Löschen durch negative Steuersignale am katodenseitigen Steueranschluß oder wahlweise;
- Zünden durch negative und Löschen durch positive Steuersignale am anodenseitigen Steueranschluß;
- Löschen der Vierschichtdiode durch Unterbrechen des Anodenstroms oder Umkehr der Anodenspannung;
- sehr kurze Schaltzeiten;
- geringe Steuerleistung;
- einstellbaren Haltestrom (durch Änderung der Beschaltung des Elements).

Wie schon der Name andeutet, besteht die Vierschichtdiode aus einer Vierschicht-Halbleiter-Anordnung mit der Zonenfolge pnpn. Die Zonenfolge des Bauelements mit den dem Vierschichtaufbau zugeordneten Bezeichnungen für die Anschlußelektroden sowie vorläufige Schaltzeichen der Vierschichtdiode sind in Bild 3.51 wiedergegeben. Aus diesem Bild kann man sofort die Ersatzschaltung der Vierschichtdiode herleiten, die aus zwei zusammengeschalteten Komplementärtransistoren besteht. Die Transistoren werden in der Weise miteinander verbunden, daß jeweils der Basisanschluß des einen mit dem Kollektoranschluß des anderen identisch ist.

Legt man an diese Vierschichtanordnung eine Spannung an, und zwar den Pluspol der Versorgungsspannung über einen Vorwiderstand an die Anode A und den Minuspol an die Katode K, so befinden sich zwei der drei vorhandenen pn-Übergänge, die Schichten S_1 und S_3, im leitenden Zustand, der mittlere pn-Übergang S_2 ist gesperrt. An ihm fällt die angelegte Spannung ab;

es fließt daher nur ein sehr kleiner Strom I durch die Vierschichtanordnung. Entscheidend für das Zündverhalten sind die Kollektorrestströme des npn- und des pnp-Transistors sowie die Stromverstärkung der beiden Transistoren bei diesen Restströmen. Der Strom I setzt sich aus drei Komponenten zusammen: dem Reststrom I_0 über die gemeinsame Sperrschicht S_2, dem Kollektorstrom des pnp-Transistors $I \cdot A_{pnp}$ und dem Kollektorstrom des npn-Transistors $I \cdot A_{npn}$. Man erhält den Zusammenhang

$$I = I_0 + I \cdot A_{pnp} + I \cdot A_{npn} \qquad (16)$$

und nach Auflösung die Beziehung

$$I = \frac{I_0}{1 - (A_{pnp} + A_{npn})}, \qquad (17)$$

A_{pnp} und A_{npn} bedeuten dabei die Stromverstärkungsfaktoren des pnp- und des npn-Transistors in Basisschaltung. Mit der Erhöhung der außen angelegten Spannung steigt der in der Vierschichtanordnung fließende Strom ebenfalls, und die Stromverstärkungsfaktoren, die bei kleinen Strömen zunächst sehr gering sind, nehmen zu. In dem Augenblick, da der Klammerausdruck $A_{pnp} + A_{npn} = 1$ wird (Zündbedingung), tritt zwischen den Transistoren ein Rückkopplungsvorgang auf, der zum Zünden der Anordnung führt (Übergang vom hochohmigen in den niederohmigen Zustand). Den Strom I begrenzt dabei praktisch nur der außen angeschaltete Vorwiderstand. Die Spannung, bei der die Zündbedingung erfüllt wird, heißt Schaltspannung U_S. Umgekehrt ist durch die Reduzierung des fließenden Stromes I (z. B. durch Vergrößerung des Vorwiderstands) bei einem bestimmten Strom die Zündbedingung nicht mehr erfüllt, so daß die Anordnung wieder vom leitenden in den gesperrten Zustand zurückkippt;

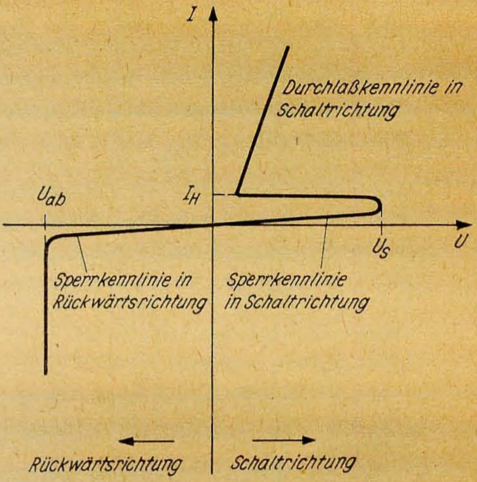


Bild 3.52
Arbeitskennlinie der Vierschichtdiode

die Vierschichtanordnung löscht wieder. Dieser kleinste Strom des niederohmigen Bereichs wird als Haltestrom I_H bezeichnet. Man erhält für die Vierschichtanordnung die Kennlinie nach Bild 3.52 mit den charakteristischen Kennwerten Schaltspannung U_S und Haltestrom I_H. Die Größe $A_{pnp} + A_{npn}$ kann auch über die Steuerelektroden beeinflußt werden (Betrieb als Thyristor und abschaltbarer Thyristor). Ein über den katodenseitigen Steueranschluß zugeführter positiver oder negativer Steuerstrom vergrößert oder verkleinert A_{npn}. Die gleichen Überlegungen gelten für den anodenseitigen Steueranschluß. Dadurch wird es möglich, die Vierschichtdiode auch bei Spannungen einzuschalten, die unterhalb der Schaltspannung U_S liegen, sie jedoch ebenfalls bei Strömen, die größer als der Haltestrom I_H sind, über eine Steuerelektrode abzuschalten. Die Arbeitsrichtung der Anordnung mit den zwei stabilen Zuständen (Sperrzustand und Durchlaßzustand) bezeichnet man als Schaltrichtung oder Vorwärtsrichtung (d. h., Anode positiv gegen Katode). Für die inverse Richtung (Anode negativ gegen Katode), die auch als Rückwärtsrichtung bezeichnet wird, ergibt sich als kennzeichnende Größe die inverse Abbruchspannung U_{ab}, die sich aus der Summe der Abbruchspannungen der beiden Schichten S_1 und S_3 zusammensetzt. In dieser Rückwärtsrichtung besteht kein Schaltverhalten. Die inverse Abbruchspannung darf nicht überschritten werden.

Mit Vierschichtdioden kann man genau wie mit Flip-Flop Schieberegister aufbauen.

Bei der Anlage *Varioprop* werden zur Dekodierung Vierschichtdioden verwendet. Die Besonderheit dieser Anlage besteht darin, daß der Super mit Impulsverstärker und Synchronisierstufe eine Baueinheit (Grundbaustein) bildet. Die Zählstufen des Schieberegisters sind dann entweder einzeln oder doppelt in den 1- bzw. 2-Kanal-Servobausteinen[3] zusammen mit den zugehörigen Servoelektroniken untergebracht. Die 1- bzw. 2-Kanal-Servobausteine sind auf den Grundbaustein aufsteckbar, so daß die Anlage in einfacher Weise durch Zusammenstecken der jeweiligen Bausteine von 1- bis auf 6-Kanal-Betrieb aufgebaut werden kann (Bild 3.53).

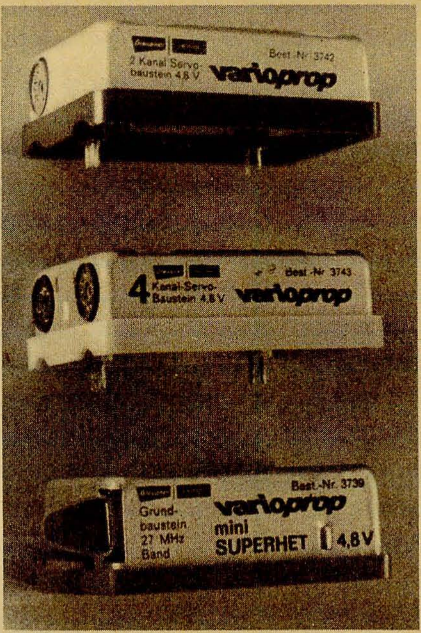
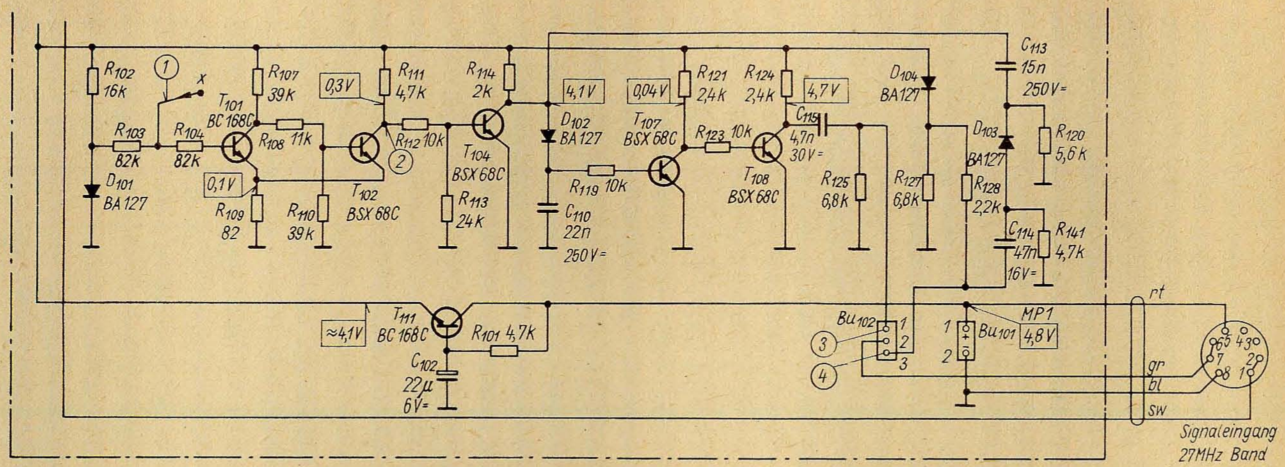


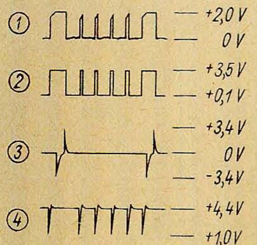
Bild 3.53
Varioprop-Empfänger in Steckbauweise

Bei der Anlage *Varioprop* wird im Vergleich zu den bisher beschriebenen Digitalanlagen ein völlig anderes Synchronisationsverfahren angewendet. In der Kodierung bestehen keine Unterschiede. Die Proportionalinformation steckt in der variablen Impulslänge von (1,6 ± 0,65) ms. Demzufolge weist die Impulsaufbereitung auch einige wesentliche Unterschiede auf (Bild 3.54). Das vom Superhet empfangene und demodulierte Signal wird von dem *Schmitt*-Trigger mit T_{101} und T_{102} zu exakten Impulsen geformt. Die Trennung von Kanal- und Synchronisierimpulsen erfolgt am Kollektor von T_{104}. Über die Diode D_{102} wird der Kondensator C_{110} vom verlängerten Austastimpuls (1,3 ms) aufgeladen und entlädt sich in der Pause bis zum nächsten Impuls über R_{119} und die Basis-Emitter-Strecke von T_{107}. Die folgenden kurzen Austastimpulse laden ebenfalls über Diode D_{102} den Kondensator C_{110} auf. Wegen der wesentlich geringeren Impulsdauer von etwa 0,2 ms steigt das Potential am Kondensator C_{110} aber nur geringfügig, so daß lediglich der verlängerte Austastimpuls mit 1,3 ms als Synchronisierimpuls am Kollektor von

---

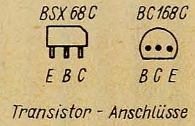
[3] Bei der *Varioprop*-Anlage wird ein Proportionalbaustein als 2-Kanal-Baustein und demzufolge auch der 6-Kanal-Sender als 12-Kanal-*Varioprop*-Sender bezeichnet (s. a. Seite 15). Hier aber wird die allgemein übliche Bezeichnungsweise beibehalten.


R102 16k
R103 82k
D101 BA127
①
x
R104 82k
T101 BC168C
0,1V
R109 82
R107 39k
R108 11k
R110 39k
0,3V
R111 4,7k
T102 BSX68C
R112 10k
②
R114 2k
T104 BSX68C
R113 24k
4,1V
D102 BA127
C110 22n 250V=
R119 10k
0,04V
T107 BSX68C
R121 2,4k
R123 10k
R124 2,4k
T108 BSX68C
4,7V
C115 4,7n 30V=
R125 6,8k
D104 BA127
R127 6,8k
D103 BA127
R128 2,2k
C113 15n 250V=
R120 5,6k
C114 47n 16V=
R141 4,7k
≈4,1V
T111 BC168C
R101 4,7k
C102 22µ 6V=
Bu102
1
2
3
③
④
1
2
Bu101
MP1
4,8V
rt
gr
bl
sw
6 5 4 3
7 2
8 1
Signaleingang 27MHz Band

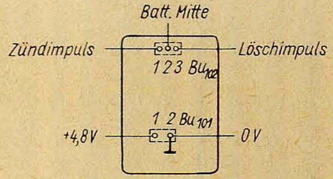


Oszillogramme gemessen mit einem Varioprop-10-Signal bei einer HF-Trägerspannung von $U_{eff} \approx 1\,\text{mV}$ am Antennen-Eingang.

b)


BSX 68C
E B C
BC168C
B C E

Transistor-Anschlüsse

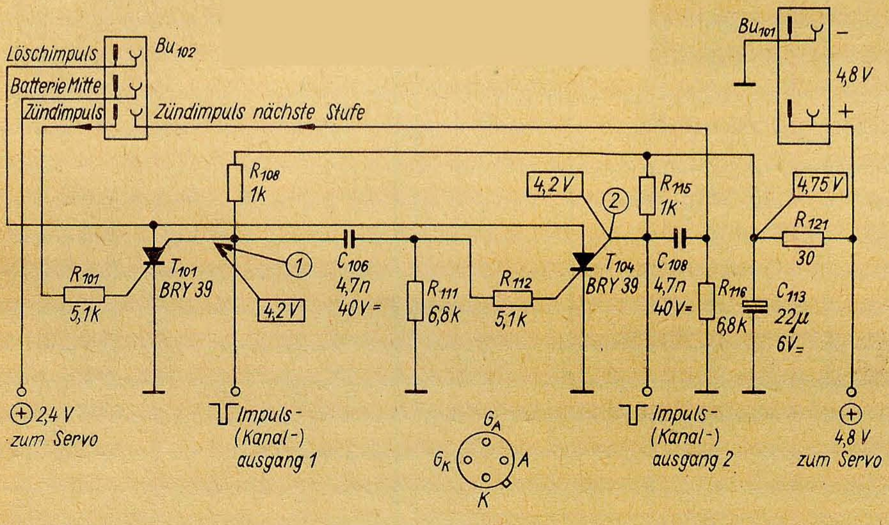

Batt. Mitte
Zündimpuls
Löschimpuls
1 2 3 Bu102
+4,8V
1 2 Bu101
0V

Buchsen von Lötseite gesehen

Bild 3.54
Impulsteil des Empfängers *mini-Superhet* (*Varioprop*); a – Stromlaufplan, b – Impulsbilder

T_{107} und T_{108} auftritt. Der abgetrennte Synchronisierimpuls wird vom *RC*-Glied C_{115}, R_{125} differenziert und auf Klemme 1 von Buchse Bu_{102} geschaltet. Er ist im Stromlaufplan Bild 3.55 als Löschimpuls bezeichnet. Die gesamte Impulsfolge am Kollektor von T_{104} wird durch das *RC*-Glied C_{113}, R_{120} differenziert. Die Diode D_{103} sperrt die positiven Nadelimpulse, so daß die komplette Folge der negativen Kanalimpulse an Klemme 3 von Buchse Bu_{102} auftritt. Die Kanalimpulse zur Fortschaltung des Schieberegisters werden im Stromlaufplan Bild 3.55 als Zündimpuls bezeichnet. Mit den Kanal- und Synchronisierimpulsen wird das Schieberegister aus Vierschichtdioden in den Servobausteinen fortgeschaltet (Bild 3.55). Über Klemme 1 von Buchse Bu_{102} liegen die Anoden der Vierschichtdioden auf einer gemeinsamen Leitung. Die negative Impulsnadel des Synchroniser-(Lösch-)impulses entspricht der hinteren Flanke des 1,3-ms-Impulses. Diese negative Impulsnadel synchronisiert über die gemeinsame Leitung von Klemme 1 der Buchse Bu_{102} das Schieberegister, indem alle Vierschichtdioden ausgetastet werden. Durch das Anschalten des Schieberegisters mit der unmittelbar folgenden positiven Impulsnadel des Synchronisier-(Lösch-)impulses erscheint am Ausgang des Kanals 1 die negative vordere Flanke des Kanalimpulses. Die nächste negative Impulsnadel der Zündimpulsfolge schaltet über Klemme 3 von Buchse Bu_{102} die erste Zählerstufe ab. Am Ausgang von Kanal 1 tritt damit die positive (hintere) Flanke des Kanalimpulses auf. Gleichzeitig wird diese Flanke über das *RC*-Glied C_{106}, R_{111} differenziert und schaltet die zweite Zählerstufe an. Der beschriebene Vorgang wiederholt sich mit jedem Austastimpuls bei den folgenden Schieberegisterstufen. Auf diese Weise wird der Zustand »L«, er entspricht den Kanalimpulsen, von einem Kanalausgang zum nächsten und in dieser Form durch das ganze Schieberegister hindurchgeschoben. Die Synchronisation des Schieberegisters

Bild 3.55
Schieberegisterstufe mit Vierschichtdiode des *Varioprop*-2-Kanal-Bausteins


Löschimpuls
Batterie Mitte
Zündimpuls
Bu102
Zündimpuls nächste Stufe
Bu101
–
4,8 V
+
R108
1k
4,2 V
2
R115
1k
4,75 V
R121
30
R101
5,1k
T101
BRY 39
1
4,2 V
C106
4,7n
40 V =
R111
6,8k
R112
5,1k
T104
BRY 39
C108
4,7n
40 V =
R116
6,8k
C113
22µ
6 V=
⊕ 2,4 V
zum Servo
Impuls-
(Kanal-)
ausgang 1
GA
GK
A
K
Impuls-
(Kanal-)
ausgang 2
⊕
4,8 V
zum Servo

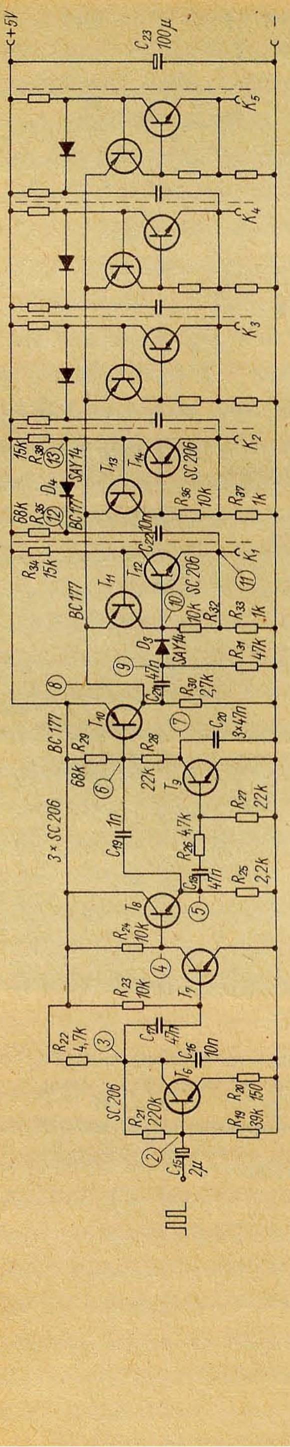

+5V
C_{23} 100µ
K_1
K_2
K_3
K_4
K_5
R_{34} 15k
R_{35} 68k
R_{38} 15k
D_4 SAY14
BC177
T_{11}
T_{12}
T_{13}
T_{14}
SC206
R_{36} 10k
R_{37} 1k
C_{22} 10n
R_{32} 10k
R_{33} 1k
D_3 SAY14
R_{31} 47k
C_{21} 47n
R_{30} 2,7k
T_{10}
C_{20} 3×47n
R_{29} 68k
R_{28} 22k
T_9
R_{27} 22k
3 × SC206
C_{19} 1n
R_{26} 4,7k
C_{18} 47n
R_{25} 2,2k
T_8
R_{24} 10k
R_{23} 10k
T_7
R_{22} 4,7k
C_{17} 47n
C_{16} 10n
T_6
SC206
R_{21} 220k
R_{20} 150
R_{19} 39k
C_{15} 2µ
②
③
④
⑤
⑥
⑦
⑧
⑨
⑩
⑪
⑫
⑬

Bild 3.56
Schieberegister mit Vierschichtdioden-Ersatzschaltung des Empfängerimpulsteils (Anlage: *start dp 5*)

mit dem Impulsteil des Senders geschieht dann, wie beschrieben, durch den 1,3 ms breiten Austast-(Synchronisier-)impuls.

Vierschichtdioden sind Spezialbauelemente, die in vergleichsweise geringer Stückzahl benötigt und demzufolge auch nur in kleinen Mengen produziert werden. Dieser Umstand bedingt ihren hohen Preis. Einige Hersteller von Fernsteueranlagen gingen daher dazu über, die Vierschichtdioden in den Empfängerimpulsteilen gegen die vollwertige Ersatzschaltung, die aus Komplementärtransistoren besteht, auszutauschen (z. B. *Rowan, Simprop, Robbe*).

Die Funktion eines Schieberegisters mit Vierschichtdioden-Ersatzschaltung sei am Beispiel des Empfängerimpulsteils der Anlage *start dp* erläutert (Bild 3.56). Die ankommende Folge

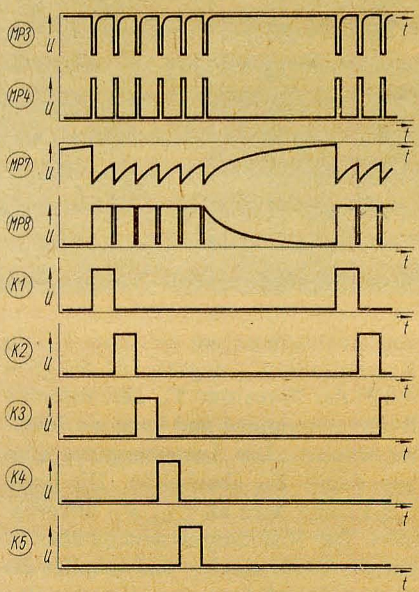


Bild 3.57
Impulsdiagramm zur Schaltung nach Bild 3.56

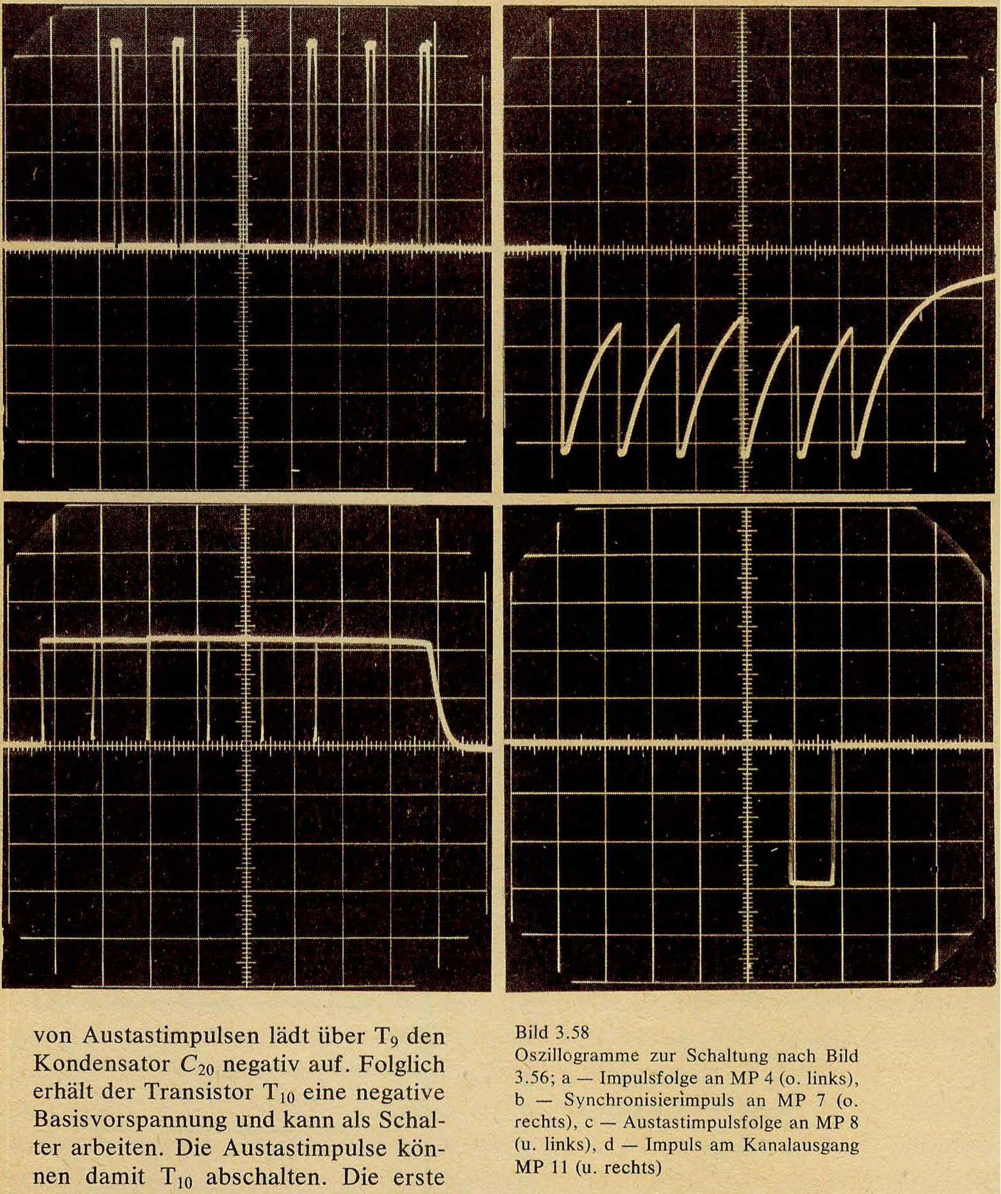


Bild 3.58
Oszillogramme zur Schaltung nach Bild 3.56; a — Impulsfolge an MP 4 (o. links), b — Synchronisierimpuls an MP 7 (o. rechts), c — Austastimpulsfolge an MP 8 (u. links), d — Impuls am Kanalausgang MP 11 (u. rechts)

von Austastimpulsen lädt über T_9 den Kondensator C_{20} negativ auf. Folglich erhält der Transistor T_{10} eine negative Basisvorspannung und kann als Schalter arbeiten. Die Austastimpulse können damit T_{10} abschalten. Die erste LH-Flanke wird an C_{21}, R_{31} differenziert. Der Nadelimpuls gelangt über D_3 auf die Basis von T_{12} und schaltet die erste Zählerstufe in den leitenden Zustand. Der nächste Austastimpuls sperrt die erste Stufe wieder und schaltet die zweite Zählerstufe in den leitenden Zustand. Dieser Vorgang wiederholt sich bei allen fünf Stufen (s. a. Bild 3.57 und Bild 3.58).

Während der Synchronisationspause von > 6 ms zwischen den Austastimpulsfolgen entlädt sich C_{20} über R_{28} und R_{29}. Damit gelangt T_{10} in den gesperrten Zustand, und alle Anoden der Vierschichtdioden-Ersatzschaltungen (Emitter des pnp-Transistors) werden auf Masse gelegt und demzufolge alle Zählerstufen – ganz gleich in welchem Zustand sie sich befinden – in die Startstellung geschaltet. Das Schieberegister ist auf diese Weise synchronisiert, denn erst die nächste LH-Flanke des ersten Kanalimpulses kann das Schieberegister neu starten.

Diese Dekoderschaltung arbeitet sehr sicher, auch noch bei sinkender Batteriespannung. Sie hat sich in der Praxis vielfach bewährt.

3.3.3. Aufschalteinrichtungen für digitale Proportionalkommandos

Am jeweiligen Kanalausgang des Empfängerimpulsteils liegt der längenveränderliche Kanalimpuls von angenommen (1,6 ± 0,6) ms an. Die Aufgabe der Aufschalteinrichtung besteht nun darin, diesen Proportionalimpuls in die gewünschte physikalische Größe umzuformen. Das kann je nach Aufgabenstellung z. B. die Stellkraft für einen bestimmten Ruderwinkel, die Zugkraft für einen bestimmten Schotzugweg oder aber die Größe der Betriebsspannung für den Antriebselektromotor eines Schiffsmodells für eine bestimmte Fahrstufe sein. Entsprechend diesen Aufgabenstellungen werden daher die Aufschalteinrichtungen in folgende Gruppen eingeteilt:

– Ruder- oder Stellservo

Bei gleicher Kraft ist der Stellweg bzw. -winkel der Knüppelstellung im Sender proportional. Diese Servos haben entweder eine Steuerscheibe (rotierend) oder einen Steuerschieber (translatierend) und werden dort eingesetzt, wo bei kleinen Stellwegen (10 bis 20 mm) Stellkräfte bis zu 1,5 kp erforderlich sind (z. B. Ruderverstellung, Drosselklappensteuerung o. ä.). Im weiteren wird diese Servoart als Ruderservo bezeichnet.

– Segelwinde/Schaltservo

Über einen Schaltverstärker wird ein kräftiger Motor gesteuert, der über ein Getriebe die Seiltrommel antreibt. Mit der Segelwinde werden über den Seilzug größere Stellkräfte (bis 6 kp) bei größerem Stellweg (bis 200 mm) realisiert. Die Segelwinde kann man proportional oder schaltend (EIN/AUS) betreiben. Nach dem gleichen Prinzip arbeiten Schaltservos, die zur Steuerung langsamer Vorgänge, aber großer Kräfte eingesetzt werden, z. B. zur Betätigung von Einziehfahrwerken.

– Fahrtregler

Zur proportionalen Steuerung von Elektroantrieben dienen spezielle Fahrtregler. Mit dem Fahrtregler kann das Drehmoment bzw. die Drehzahl des Antriebsmotors in beiden Drehrichtungen in dem Bereich zwischen »Null« und »Maximum« proportional zur Knüppelstellung im Sender eingestellt werden. Exakter wäre daher die Bezeichnung »Drehzahlsteller«.

Das Ruderservo (digital-analog)

Das Ruderservo besteht aus den Funktionsgruppen Servoelektronik, Servomotor, Servogetriebe und Servopotentiometer. Die Servoelektronik wandelt den Kanalimpuls in eine analoge Antriebsspannung für den Servomotor in beiden Drehrichtungen um. Daher rührt auch die Bezeichnung Digi-

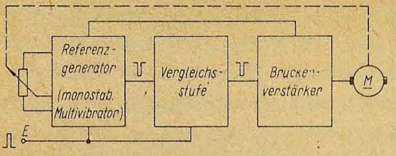
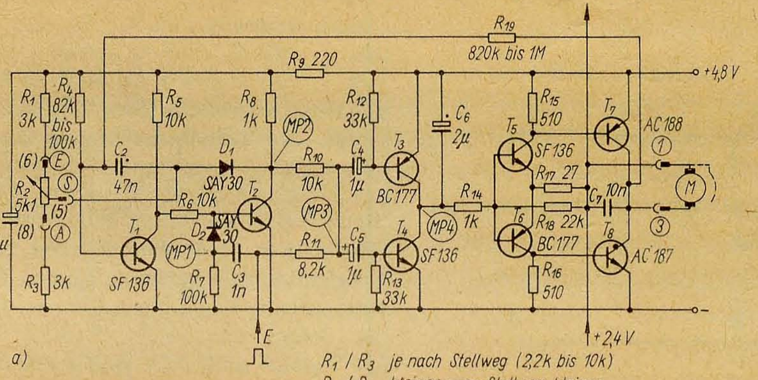


Bild 3.59
Übersichtsschaltplan eines Digitalservos

tal-Analog-Servo. Der Servomotor erzeugt die mechanische Kraft, die durch das Getriebe, in der Regel etwa 200 : 1 untersetzt, das Ruder betätigt. Das Servopotentiometer liefert für den Regelvorgang den Istwert X, der mit dem vom Sender gelieferten Sollwert X_k in der Elektronik verglichen wird und einen entsprechenden Regelvorgang auslöst. Die Arbeitsweise eines Ruderservos sei am Beispiel einer konventionellen Schaltung, die für den Selbstbau geeignet ist, ausführlich erläutert.

Die Servoelektronik besteht aus den drei Funktionsgruppen Referenzgenerator, Vergleichsstufe und Brückenverstärker (Bild 3.59). Dabei spielt sich im Zusammenwirken mit dem Servomotor beim Fernsteuern folgender Regelvorgang ab: Am Ausgang des Empfängerimpulsteils steht ein positiver Impuls zur Verfügung, der in seiner Länge genau der Knüppelstellung im Sender entspricht. Um diesen Impuls in einen proportionalen Ruderausschlag umzuwandeln, muß die Servoelektronik einen eigenen Zeitmaßstab haben, an dem der ankommende Steuerimpuls gemessen bzw. mit dem er verglichen wird. Diesen Zeitmaßstab bildet ein in der Servoelektronik erzeugter Impuls. Der ankommende Kanalimpuls triggert den Referenzgenerator (monostabiler Multivibrator), der den Vergleichsimpuls mit entgegengesetzter Polarität liefert. Kanal- und Vergleichsimpuls werden in der Vergleichsstufe addiert. Sind beide Impulse gleich lang, so heben sie sich gegenseitig auf, es entsteht am Eingang des Brückenverstärkers keine Steuerspannung, der Brückenverstärker bleibt im Gleichgewicht, und der Motor M wird nicht angetrieben. Verändert man nun durch Verstellen des Steuerknüppels im Sender die Länge des Kanalimpulses, angenommen von Neutrallage (≙ 1,6 ms) auf Endausschlag (≙ 2,2 ms), so ist der Kanalimpuls um 0,6 ms länger als der Vergleichsimpuls. In der Vergleichsstufe entsteht demzufolge ein Differenzimpuls, der den Brückenverstärker ansteuert. Dadurch wird ein Brückenzweig leitend, und der Servomotor beginnt sich zu drehen. Über das Getriebe ist mit dem Servomotor das Potentiometer des Referenzgenerators gekuppelt, das durch den laufenden Motor so lange verstellt wird, bis der Vergleichsimpuls wieder genau so lang ist (2,2 ms) wie der ankommende Kanalimpuls. Ist dieser Zustand erreicht, so befindet sich der Brückenverstärker wieder im Gleichgewicht, und der Servomotor bleibt stehen. Der gleiche Regelvorgang spielt sich ab, wenn der Kanalimpuls kleiner als der Vergleichsimpuls wird. Nur dreht sich der Servomotor dann in entgegengesetzter Richtung. Damit die Regelvorgänge schnell und ohne Schwingungen ablaufen, wird noch eine elektronisch wirkende Dämpfung eingebaut.

Den Referenzgenerator bildet der monostabile Multivibrator mit den Transistoren T_1 und T_2 (Bild 3.60a). Da an diesen monostabilen Multivibrator besondere Anforderungen gestellt werden, weist er gegenüber der bekannten Schaltung einige Änderungen auf. Kapazitiv wird mit C_2 und galvanisch mit R_6 rückgekoppelt. Die Impulslänge muß doppelt einstellbar sein, einmal für den Abgleichvorgang und zum anderen


R19
820k bis 1M
+4,8 V
R9 220
R1 3k
R4 82k bis 100k
R5 10k
R8 1k
R12 33k
C6 2µ
R15 510
T7
AC 188
(6) Ⓔ
R2 5k1
Ⓢ
(5)
(8) Ⓐ
C1 50µ
C2 47n
D1
SAY30
T2
R6 10k
D2 SAY30
MP1
MP2
MP3
MP4
R10 10k
C4 1µ
T3 BC177
R14 1k
T5 SF136
R17 27
C7 10n
M
①
③
T1
SF 136
R3 3k
R7 100k
C3 1n
R11 8,2k
C5 1µ
R13 33k
T4 SF136
T6
R18 22k
BC177
R16 510
T8
AC 187
E
+2,4 V
a)

R_1 / R_3 je nach Stellweg (2,2k bis 10k)
R_1 / R_3 kleiner → Stellweg kleiner
R_1 / R_3 größer → Stellweg größer

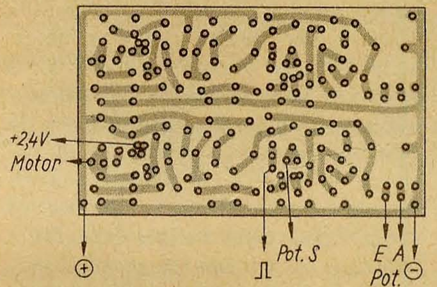
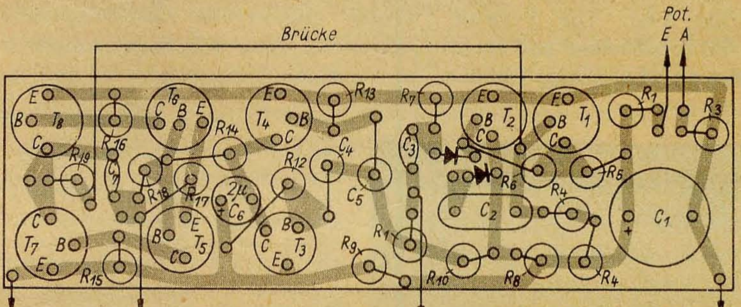

+2,4V
Motor
⊕
Pot. S
E A
Pot. ⊖

Bild 3.60
Servoelektronik in konventioneller Bauweise (für den Selbstbau); a – Stromlaufplan, b – Leiterplattenzeichnung (für 2 Servoverstärker), c – Bestückungsplan


Brücke
Pot.
E A
T8
T6
R13
R7
T2
T1
R1
R3
R16
R14
T4
C4
C3
R19
R12
D
R6
R5
C7
R18
R17
2µ C6
C5
R4
C2
C1
T7
T5
T3
R11
R9
R15
R10
R8
R4
⊕4,8V
⊕2,4V
E
⊖

für jeden Regelvorgang beim Steuern. Die entsprechenden Möglichkeiten sind dafür vorgesehen. Mit R_4 gleicht man den monostabilen Multivibrator genau auf die mittlere Impulslänge von 1,6 ms ab. Für die automatische Regelung der Servoelektronik ist das Potentiometer R_2 vorgesehen, mit dem je nach geforderter Impulslänge die Impulszeit in dem Bereich von 1,0 ms bis 2,2 ms eingestellt werden kann. Die Variationsbreite des Impulses und damit den Drehwinkel des Potentiometers R_2 und des Ruderhebels läßt sich durch die Dimensionierung von R_1 und R_3 beeinflussen. Werden beide Wider-

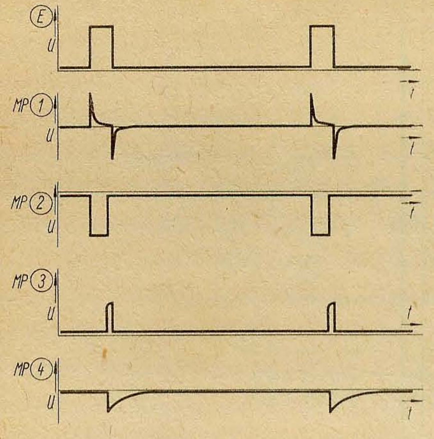


Bild 3.61
Impulsdiagramm zur Schaltung nach Bild 3.60

stände größer dimensioniert, so wird der Steuerwinkel größer und umgekehrt.

Der ankommende positive Rechteckimpuls kippt über C_3 und über D_2 den monostabilen Multivibrator in seinen instabilen Zustand (Bild 3.61 und Bild 3.62). Die Verweildauer im instabilen Zustand und damit die Impulslänge sind abhängig von der Dimensionierung von R_1, R_2, R_3, R_4 und C_2. Mit R_4 wird der Arbeitspunkt von T_1 und zugleich die mittlere Impulslänge eingestellt. Den Vergleichsimpuls des Referenzgenerators greift man am MP 2 ab und speist ihn über R_{10} am Vergleichspunkt MP 3 ein. Der Steuerimpuls mit seiner Proportionalinformation wird über R_{11} auf den Vergleichspunkt geführt. R_{10} und R_{11} werden in der Weise dimensioniert, daß die Amplituden beider Impulse an MP 3 gleich groß sind. Haben nun der positive Steuerimpuls und der negative Vergleichsimpuls die gleiche Länge, so heben sie sich am MP 3 auf. Sind die Längen der beiden Impulse unterschiedlich, so verbleibt am MP 3 ein positiver oder negativer Restimpuls. Ein positiver Restimpuls steuert T_4 in den leitenden Zustand und wird dadurch verstärkt, ein negativer Restimpuls dagegen steuert T_3 auf. Der auf diese Weise verstärkte Impuls am MP 4 lädt C_6 je nach seiner Länge auf. Damit wird aus der Impulslänge eine proportionale pulsierende Gleichspannung gewonnen. Liegt kein Signal am MP 3, so sind die Transistoren T_3 und T_4

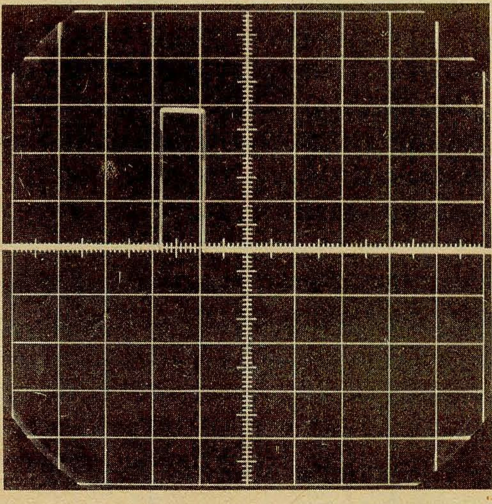
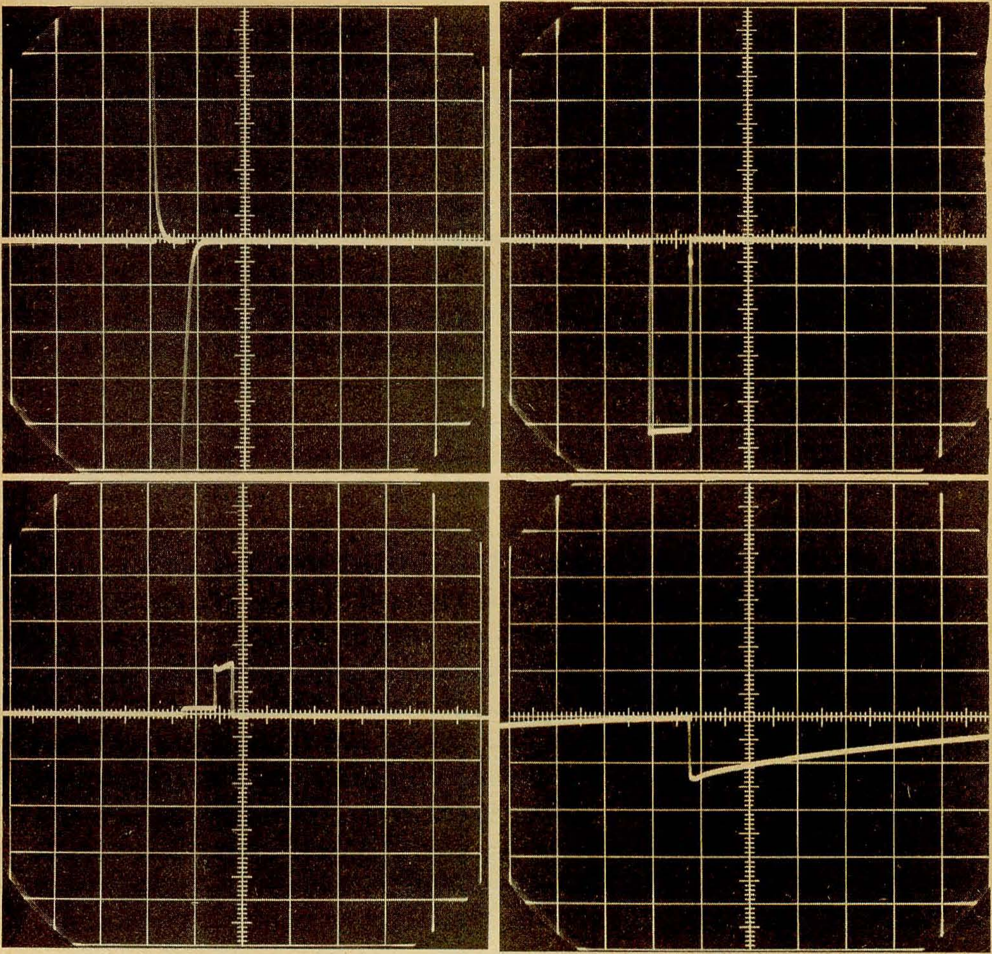


Bild 3.62
Oszillogramme zur Schaltung nach Bild 3.60; a — Kanalimpuls an MP/E, b — differenzierter Kanalimpuls an MP 1 (o. links), c — Referenz (Vergleichs)impuls an MP 2 (o. rechts), d — Restimpuls an MP 3 (u. links), für Kanalimpuls länger als Referenzimpuls, e — gedehnter Restimpuls an MP 4 (u. rechts)

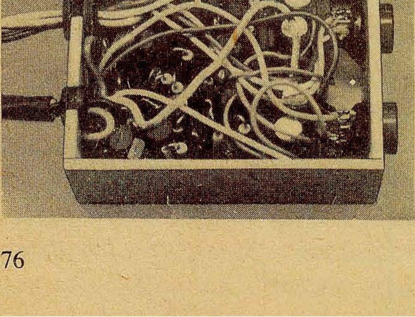


gesperrt, und MP 4 liegt auf dem Potential der halben Batteriespannung. Die beiden Brückenzweige des Gleichstromverstärkers bilden T_5 und T_7 sowie T_6 und T_8. Zwischen Verstärkerausgang und Batteriemittelabgriff (+2,4 V) ist der Servomotor angeschlossen. Sind die beiden Transistoren T_7 und T_8 gesperrt, so kann über den Motor kein Strom fließen, d. h., er wird nicht angetrieben.

Liegt am Eingang E eine veränderte Impulslänge an, so spielt sich folgender Regelvorgang ab: Das Steuersignal triggert den Referenzgenerator. Beide Signale werden am MP 3 verglichen, und übrig bleibt, angenommen, ein positiver Impuls. Dieser steuert T_4 durch und schaltet damit T_5 in den gesperrten und T_6 in den leitenden Zustand. Die Folge davon ist, daß T_7 leitend wird und T_8 gesperrt bleibt, es kann also ein Strom über T_7, den Servomotor und einen Batteriezweig fließen. Der Motor läuft an und verstellt das über ein Getriebe gekuppelte Potentiometer R_2. Der Motor wird so lange laufen und R_2 verstellen, bis die Impulslänge des Referenzgenerators gleich der Länge des Steuerimpulses ist. Dann heben sich am MP 3 beide Impulse auf, die Schaltung befindet sich wieder in abgeglichenem Zustand. Der Motor bleibt stehen. Für diesen angenommenen Fall war der Steuerimpuls länger als der Vergleichsimpuls. Sollte der Steuerimpuls kürzer als der Vergleichsimpuls sein, so läuft der gleiche Vorgang nur für den anderen Verstärkerzweig ab.

Bei diesem Regelvorgang kann der Motor nun zu viel Schwung haben und über seinen Sollwert hinauslaufen. Dann würde das Potentiometer R_2 zu weit verstellt, die Länge des Vergleichsimpulses wird zu stark geändert, und demzufolge läuft der Regelvorgang in umgekehrter Richtung wieder an. Das führt letzten Endes dazu, daß das Ruderservo ständig um seine Nullage pendelt. Dieses Pendeln erschöpft schnell die Batterien und verschleißt rasch das Getriebe. Als Gegenmaßnahme wird eine elektronische Dämpfung vorgesehen. Man erreicht durch Rückführung eines Teils der Antriebsspannung auf den Referenzgenerator, daß der Motor verlangsamt in seine Ruhelage hineinläuft, gewissermaßen gebremst, also gedämpft wird. Diese Dämpfung wirkt nur beiderseitig des An- und Auslaufbereichs des Servomotors und hat auf die Stellgeschwindigkeit und den Ruderausschlag keinen Einfluß. Verwirklicht wird die Dämpfung durch den Widerstand R_{19}. Für die Steuerung des Servomotors werden in der Endstufe zwei komplementäre Ge-Transistoren mittlerer Leistung eingesetzt, da sie eine geringere U_{CE}-Restspannung als Si-Transistoren haben. Damit die Endstufentransistoren temperaturstabil arbeiten, ist ihr Arbeitspunkt sorgfältig einzustellen. Diese Aufgabe übernehmen die Widerstände R_{17} und R_{18} mit der Treiberstufe T_5, T_6 (Bild 3.63).

Bild 3.63
Musteraufbau der Anlage nach Bild 3.60



Hinweise zum Abgleich des Servos (Schaltung nach Bild 3.60)

Bei Signal am Eingang und angeschlossenem Servopotentiometer (Motor nicht angeschlossen) kontrolliert man mit einem Oszillografen die Impulse an den Meßpunkten. Stimmen sie mit den Impulsen nach Bild 3.61 und Bild 3.62 überein, wird der Servomotor angeschlossen und die Stromaufnahme gemessen. Je nach Motortyp muß man etwa folgende Werte erhalten.
$I_{min} \approx 10$ mA (bei stehendem Motor),
$I_{max} \approx 150$ mA (bei laufendem Motor, ohne Belastung).
Läuft der Servomotor bei einwandfreier Funktion (Impulse) des Verstärkers immer auf Vollausschlag, so müssen entweder die Polung des Motors oder die Anschlüsse A und E des Potentiometers getauscht werden. Funktioniert das Servo so weit, dann kann man die Stellrichtung auf Wunsch umkehren, wenn die Anschlüsse vom Motor und Potentiometer gleichzeitig getauscht werden.

In der Neutrallage des Ruderservos soll sich der Schleifer von R_2 etwa in der Mitte der Schleiferbahn befinden. Die Neutrallage stellt man durch Abgleich des Widerstands R_4 genau ein.

Für den Abgleichvorgang wird R_4 durch ein 100-kΩ-Potentiometer ersetzt, dann ausgemessen und gegen ein oder zwei Festwiderstände ausgetauscht. Damit wird die mittlere Tastzeit des Referenzgenerators je nach Anlage auf den Wert 1,5 bis 1,7 ms eingestellt. Die im Stromlaufplan (Bild 3.60) angegebene Dimensionierung gilt für die mittlere Tastzeit von 1,6 ms.

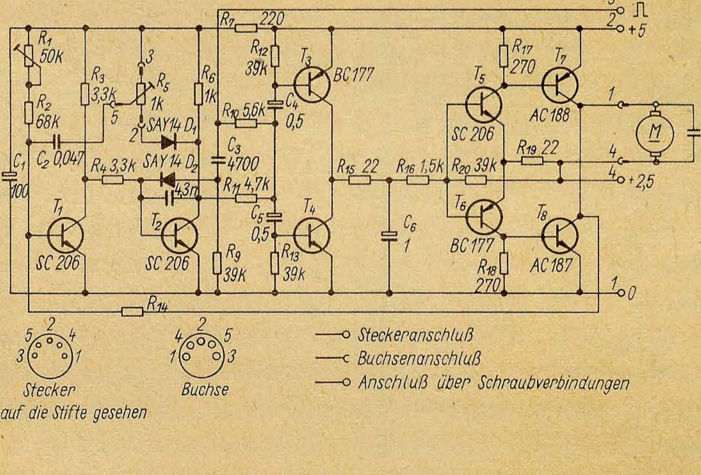
Die Variationsbreite des Referenzimpulses von ± 0,6 ms wird durch die Größe des Ruderwinkels in Verbindung mit den Werten der Widerstände R_1 und R_3 bestimmt. Damit besteht die Möglichkeit, den Ruderwinkel elektronisch einzustellen. Die angegebenen Werte für R_1 und R_3 sind Mittelwerte.

Macht man R_1 und R_3 im Wert kleiner, verringert sich der Stellweg, werden dagegen R_1 und R_3 im Wert größer, so wird der Stellweg ebenfalls größer. Dabei sollte der Stellweg aber nur so groß gewählt werden, daß der Schleifer des Potentiometers bzw. das Servogetriebe nicht auf Anschlag laufen. Das gilt für vollen Knüppelausschlag plus Trimmhebelausschlag am Sender. Das Auflaufen eines Servos muß vermieden werden, da es zu Schäden am Getriebe, am Motor oder an der Elektronik (Endstufentransistoren) führt.

Pendelt das Ruderservo um die Neutrallage, oder läuft es zu langsam in diese hinein (entspricht zu schwacher bzw. zu starker Dämpfung), wird durch Verändern von R_{19} der optimale Wert für die Dämpfung eingestellt. Dazu setzt man für R_{19} zunächst ein Potentiometer 1 MΩ mit einem Festwiderstand 470 kΩ in Reihe ein. Nach dem Abgleich wird R_{19} ausgemessen und durch einen Festwiderstand ersetzt. Die Dämpfung soll in der Weise eingestellt sein, daß das Servo schnell in die Sollstellung hineinläuft und nicht überpendelt.

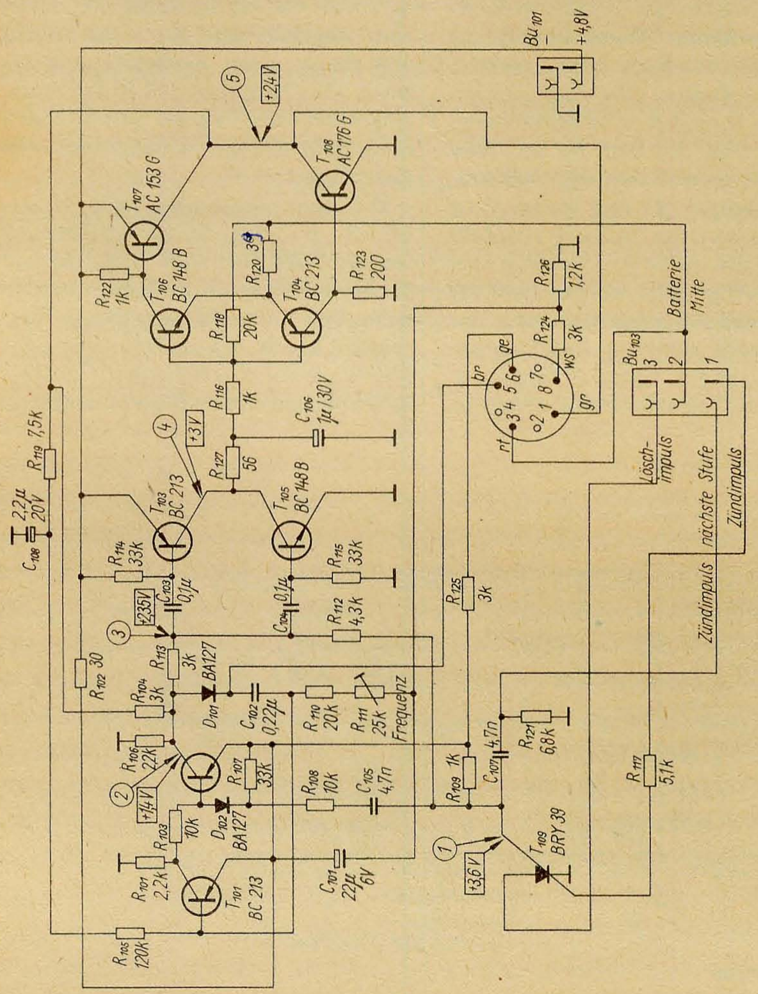
Die schaltungstechnischen Unterschiede zwischen der Servoelektronik für den Selbstbau nach Bild 3.60 und der Servoelektronik der Anlage *start dp* nach Bild 3.64 sind geringfügig. Wesentlich ist nur, daß zur Einstellung der Mittellage der Einstellregler R_1 vorgesehen ist, und daß als Regelpotentiome-

Bild 3.64
Servoelektronik der Anlage *start dp*


R1 50K
R2 68K
C1 100
C2 0,047
R3 3,3k
3
R5 1k
5
2
SAY14 D1
R6 1k
R4 3,3k
SAY 14 D2
4,3n
T1
SC 206
T2
SC 206
R7 220
R12 39k
T3
BC177
R10 5,6k
C4 0,5
C3 4700
R11 4,7k
C5 0,5
T4
R9 39K
R13 39k
R15 22
R16 1,5k
C6 1
R17 270
T5
SC 206
T7
AC 188
R19 22
R20 39k
T6
BC 177
R18 270
T8
AC 187
R14
M
3
2 +5
1
4
4 +2,5
1 0
5 2 4
3 1
Stecker
auf die Stifte gesehen
4 2 5
1 3
Buchse
Steckeranschluß
Buchsenanschluß
Anschluß über Schraubverbindungen

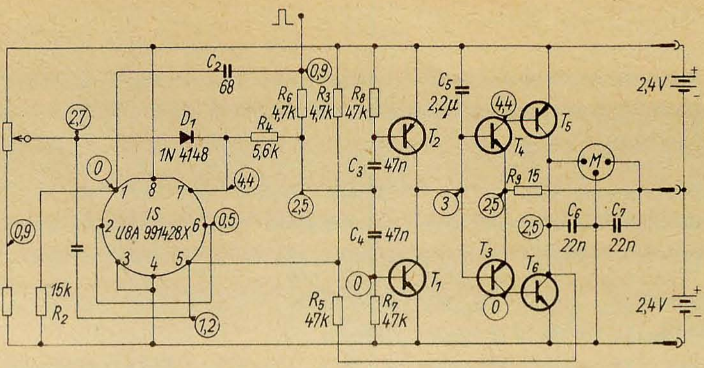
ter R_5 ein 1k1-Potentiometer verwendet wird. Die Schaltung des Regelpotentiometers ist ursprünglich in der Servoelektronik des *Tiny-Servos* von *Simprop* angewendet worden. Man spart damit die beiden Widerstände R_1 und R_3 (Bild 3.60) ein, hat dann aber keine elektronische Korrekturmöglichkeit des Servostellweges mehr. Welcher Vor- bzw. Nachteil schwerer wiegt, muß der Anwender entscheiden.

Bei Servos von Industrieanlagen wird die Elektronik meist auf einer kleinen Platine montiert und im Servogehäuse mit untergebracht (s. a. Bild 3.71). Eine andere konstruktive Lösung zur Unterbringung der Elektronik ist bei der Anlage *Varioprop* gewählt worden. Bei dieser Anlage faßt man Schieberegisterstufe (Vierschichtdiode) und Servoelektronik zu einem Steckbaustein zusammen. Die Ka-



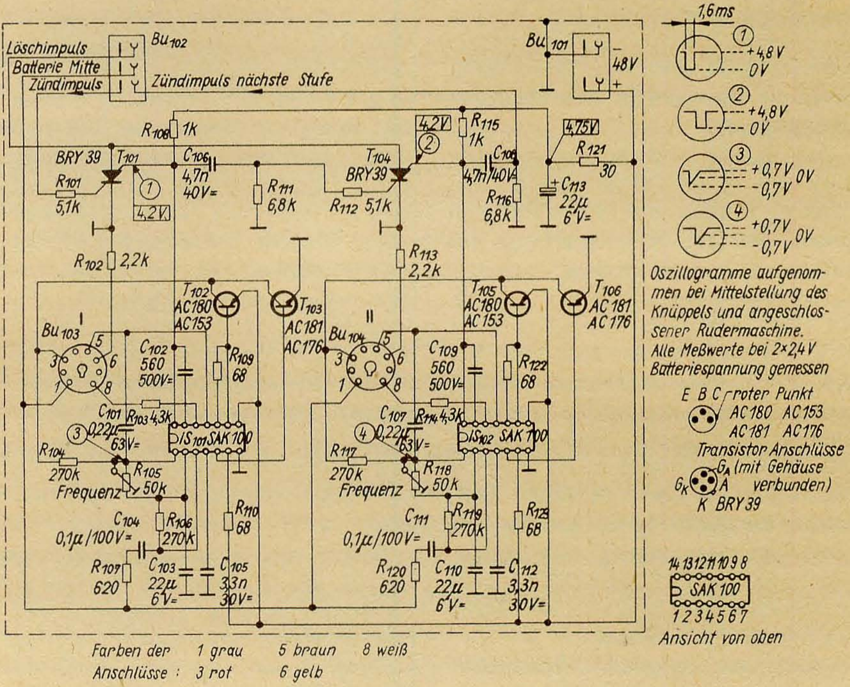
Bu101
–
+4,8V
⑤
+2,4V
T108 AC176G
T107 AC153G
R120 3,9
R123 200
T106 BC148B
R122 1k
T104 BC213
R118 20k
R126 1,2k
R124 3k
Batterie Mitte
Bu103
3
2
1
ge
ws
br
gr
rt
R116 1k
C106 1µ/30V
④
+3V
R127 56
T103 BC213
T105 BC148B
R119 7,5k
C108 2,2µ 20V
R114 33k
R115 33k
C103 0,1µ
+2,35V
C104 0,1µ
R112 4,3k
③
R113 3k
BA127
R102 30
R104 3k
D101
C102 0,22µ
R110 20k
R111 25k
Frequenz
R125 3k
Lösch-impuls
nächste Stufe
Zündimpuls
Zündimpuls
R106 22k
R107 33k
R108 10k
C105 4,7n
R109 1k
C107 4,7n
R121 6,8k
R117 5,1k
②
+1,4V
D102 BA127
R103 10k
R101 2,2k
T101 BC213
C101 22µ 6V
①
+3,6V
T109 BRY39
R105 120k

Bild 3.65
Einkanal-Servobaustein (Anlage: Varioprop)



1k
560
R_1
15k
R_2
(0,9)
(2,7)
(0)
C_2
68
D_1
1N 4148
R_4
5,6k
(4,4)
IS
U8A 991428X
1 8 7
2 6
3 4 5
(0,5)
(1,2)
(0,9)
R_6 4,7k
R_3 4,7k
R_8 47k
(2,5)
C_3 47n
C_4 47n
(0)
R_5 47k
R_7 47k
T_1
T_2
C_5 2,2µ
(4,4)
T_4
T_5
(3)
(2,5)
R_9 15
(2,5)
T_3
T_6
(0)
M
C_6 22n
C_7 22n
2,4V
2,4V

Bild 3.66
Teilintegrierte Servoelektronik *RPC 10* (Anlage: *Rowan*)



Löschimpuls
Batterie Mitte
Zündimpuls
Bu_{102}
Zündimpuls nächste Stufe
Bu_{101}
48V
R_{108} 1k
BRY 39 T_{101}
R_{101} 5,1k
① 4,2V
C_{106} 4,7n 40V=
R_{111} 6,8k
T_{104} BRY39
R_{112} 5,1k
4,2V ②
R_{115} 1k
C_{108} 4,7n/40V
R_{116} 6,8k
4,75V
R_{121} 30
C_{113} 22µ 6V=
R_{102} 2,2k
R_{113} 2,2k
T_{102} AC180 AC153
T_{103} AC181 AC176
T_{105} AC180 AC153
T_{106} AC181 AC176
I
II
Bu_{103}
Bu_{104}
3 5 6 1 8
C_{102} 560 500V=
R_{109} 68
C_{109} 560 500V=
R_{122} 68
C_{101} 0,22µ 63V=
R_{103} 4,3k
IS_{101} SAK 100
C_{107} 0,22µ 63V=
R_{114} 4,3k
IS_{102} SAK 100
③
④
R_{104} 270k
R_{105} 50k
Frequenz
R_{117} 270k
R_{118} 50k
Frequenz
C_{104} 0,1µ/100V=
R_{106} 270k
R_{110} 68
C_{111} 0,1µ/100V=
R_{119} 270k
R_{123} 68
R_{107} 620
C_{103} 22µ 6V=
C_{105} 3,3n 30V=
R_{120} 620
C_{110} 22µ 6V=
C_{112} 3,3n 30V=
Farben der Anschlüsse: 1 grau 3 rot 5 braun 6 gelb 8 weiß
1,6ms
① +4,8V 0V
② +4,8V 0V
③ +0,7V 0V −0,7V
④ +0,7V 0V −0,7V
Oszillogramme aufgenommen bei Mittelstellung des Knüppels und angeschlossener Rudermaschine.
Alle Meßwerte bei 2×2,4V Batteriespannung gemessen
E B C roter Punkt
AC180 AC153
AC181 AC176
Transistor Anschlüsse
G_A (mit Gehäuse
G_K A verbunden)
K BRY39
14 13 12 11 10 9 8
SAK 100
1 2 3 4 5 6 7
Ansicht von oben

Bild 3.67
2-Kanal-Servobaustein mit Spezial-IS *SAK 100* (Anlage: *Varioprop*)

nalbausteine können dann mit der Super-Grundbaustufe bis zum 6-Kanal-Empfänger zusammengesteckt werden. Damit ergibt sich eine sehr einfache und preisgünstige Lösung, die Anlage je nach Bedarf für mehr oder weniger Kanäle auszurüsten.

Der 1-Kanal-Servobaustein der Anlage *Varioprop* ist ebenfalls in konventioneller Technik aufgebaut (Bild 3.65). Da das Schieberegister negative Kanalimpulse abgibt, ist der Referenzgenerator mit Si-pnp-Transistoren bestückt. In der Funktion bestehen keine Unterschiede zur Schaltung nach Bild 3.60, und auch die Dimensionierung der Bauelemente weicht nur geringfügig ab. Die Servomechanik mit dem Potentiometer wird über Buchse Bu_{102} angeschlossen. Die zugehörige Schieberegisterstufe mit Vierschichtdiode ist ebenfalls im Steckbaustein untergebracht.

Der nächste Schritt zur weiteren Entwicklung der Servoelektronik bestand im Einsatz von IS für Teilfunktionen. Bei der Servoelektronik der Anlage *RS 6* von *Rowan* wird der Referenzgenerator durch ein IS gebildet (Bild 3.66). Zusammen mit den Si-Transistoren in der Endstufe läßt sich durch diese Maßnahme die Betriebssicherheit wesentlich steigern. Externe Bauelemente sind allerdings kaum eingespart worden. Da auch die Endstufentransistoren Si-Typen sind, arbeitet die Stufe trotz der entfallenden Vorspannungserzeugung sehr temperaturstabil. Der IS *UBA 991428 X* wird in französischen Digitalservos durch den Typ *MU 914* ersetzt.

Durch die steigende Absatzziffer von elektronischen Modellfernsteueranlagen ist sogar die Entwicklung von Spezial-IS rentabel geworden. Der 2-Kanal-Servobaustein der Anlage *Varioprop* ist z. B. mit dem Spezial-IS *SAK 100* ausgestattet (Bild 3.67). Von diesem IS werden alle aktiven Funktionen bis auf die der beiden Endstufentransistoren übernommen. Durch den Spezial-IS wird aber nicht nur die Betriebssicherheit der Fernsteueranlage weiter erhöht, sondern in gleichem Maße Auflösung und Wiederkehrgenauigkeit des Servos verbessert. Durch das exakte Schaltverhalten des *SAK 100* entwickelt das Servo selbst bei kleinen Stellwegen schon die ganze Kraft.

Den letzten Entwicklungsstand (1975) dokumentiert die vollintegrierte Servoelektronik mit nur noch wenigen externen Bauelementen (Bild 3.68). Der Spezial-IS *WE 3141* enthält die volldigitale Servoelektronik einschließlich der Endstufe. Dabei ist die Endstufe als Brücke ausgebildet, so daß der Mittelabgriff am Akkumulator (+ 2,4 V) entfällt. Mit dieser Elektronik dürfte die Grenze der elektronischen Auflösung in der Größenordnung von 0,5 % erreicht sein. Diese Genauigkeit hat eigentlich nur noch theoretischen Wert, da Auflösung und Wiederkehrgenauigkeit des Servos nun von den mechanischen Einflußgrößen (Getriebespiel, Reibung) und den Einflüssen bei der Signalübertragung (Bandbreite, Schwundregelung) bestimmt werden. Der Spezial-IS *WE 3141* hat sich in der Praxis sehr gut bewährt, so daß dieser oder ein äquivalenter Typ von immer mehr Herstellern verwendet wird.

Durch die Dimensionierung von R_3, C_2, R_4, C_3 läßt sich die mittlere Länge und die Längenvariation des Referenzimpulses und damit Servomittelstellung sowie -ausschlag festlegen. Die *RC*-Glieder R_5, C_4, R_8 und R_6, C_5, R_7 wirken impulsdehnend für den Restimpuls. Sie sind so bemessen, daß der Servomotor auch bei kürzestem Vergleichsimpuls sicher anläuft und damit die Stellgenauigkeit bzw. der

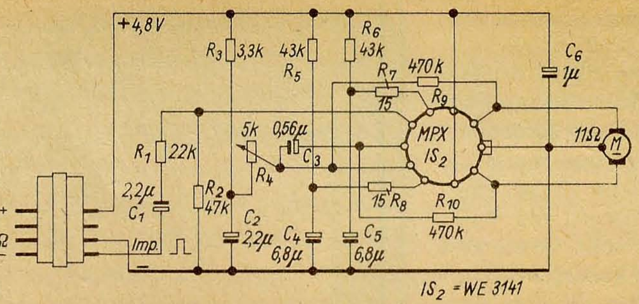


Bild 3.68 Vollintegrierte Servoelektronik mit IS *WE 3141* (Anlage: *Multiplex*)

Totbereich den gewünschten Wert aufweisen. Die Werte der Widerstände R_9 und R_{10} beeinflussen die Dämpfung des Motors beim Erreichen der Sollstellung des Servos. Sie werden in der Weise dimensioniert, daß der Motor schnell ausläuft, aber nicht pendelt, das Servo also nicht um die Sollstellung schwingt.

Beim Aufbau eines Ruderservos sind eine Reihe von Problemen zu lösen. Für den am Selbstbau dieser so wichtigen Baugruppe interessierten Leser seien daher einige Probleme genannt und bewährte Servokonstruktionen als Anregung vorgestellt. Die Anforderungen, die an ein Ruderservo gestellt werden, sind je nach den Einsatzbedingungen recht unterschiedlich. Der Betrieb eines kleinen, langsam fahrenden Schiffsmodells hat nicht solche scharfen Qualitätsanforderungen wie z. B. der rasante und steuerungstechnisch schwer zu beherrschende Flug eines Motorkunstflugmodells. Im wesentlichen lassen sich die an ein Servo gestellten Anforderungen in den folgenden Punkten zusammenfassen, wobei je nach Anwendungsfall Unterschiede in der Anforderungshöhe zu machen sind: Das Ruderservo soll

- mechanisch robust und schüttelfest sein,
- hohe Lebensdauer (viele Arbeitsspiele) haben,
- hohe Stellkräfte (1 bis 1,5 kp) bzw. Stellmomente (1 bis 1,5 kpcm) bei kurzer Stellzeit (0,3 bis 0,5 s für vollen Stellweg) aufbringen,
- wenig Spiel bei geringer Reibung haben,
- selbstsperrend sein,
- gute Auflösung und Rückkehrgenauigkeit (< 1 %) aufweisen,
- die volle Stellkraft schon bei kleinen Stellwegen entwickeln sowie
- geringe Temperatur- und Spannungsdrift (< 2 %) haben.

Sicher ließe sich diese Aufzählung weiterführen, würde dann aber nicht unbedingt wichtige Kriterien betreffen. Die beiden letztgenannten Anforderungen sind im wesentlichen durch die Elektronik zu lösen; sie sind zum Teil bereits im vorangegangenen Text erörtert worden.

An dieser Stelle sei nur noch auf ein Problem hingewiesen, daß sich aus der Auflösung von < 1 % ergibt. Damit das Ruderservo keine Regelschwingungen um den Stellwert (vorgegebener Stellwinkel bzw. -weg) bzw. die Neutrallage ausführt, muß einerseits eine wirksame elektronische Dämpfung und andererseits ein Totbereich eingebaut werden. Trotz wirksamer Dämpfung benötigt jedes Servo einen Auslaufbereich, der dem halben Totbereich entspricht. So lange, wie der Steuerknüppel um den Totbereich bewegt wird, darf das Servo nicht anlaufen.

Außerhalb des Totbereichs soll es aber sofort die ganze Stellkraft entwickeln. Die Stellkraft bei den Digital-Analog-Servos ist von der Motorspannung abhängig. Diese erreicht aber beiderseits des Totbereichs nur geringe Werte und erst bei einer gewissen Längendifferenz zwischen Eingangs- und Referenzimpuls die volle Höhe. Damit wird die Forderung nach ganzer Stellkraft bei kleinen Stellwegen mit dem Digital-Analog-Servo nicht zu erfüllen sein.

Anders ist es dagegen bei den reinen Digitalservos. Bei ihnen wird der Servomotor durch eine Impulsspannung angetrieben, die beiderseits des Totbereichs sofort ihre volle Höhe erreicht. Damit entwickelt das Digitalservo auch beiderseits des Totbereichs seine ganze Stellkraft, d. h., es läuft mit voller Stellkraft an, aber auch mit voller Stellkraft bis zum Totbereich. Daraus ersieht man, daß Digitalservos eine sehr wirksame und gutabgestimmte Dämpfung erfordern.

Aus diesen Überlegungen ist aber auch abzuleiten, daß der Totbereich eines Servos nicht zu klein gehalten werden darf, da sonst die Gefahr besteht, daß Regelschwingungen auftreten. Bei modernen vollintegrierten Digitalservos erreicht man einen elektronischen Totbereich von < 0,5%, der zusammen mit dem Spiel des Servogetriebes und anderen Einflußfaktoren eine Auflösung von < 1% bzw. 0,1 bis 0,2 mm an der Steuerscheibe oder am Steuerschieber ergibt. Weitergehende Forderungen sind mit vertretbarem Aufwand kaum zu realisieren, zumal sie für die Modellfernsteuerung keinen echten Fortschritt mehr bedeuten würden.

Einige Überlegungen zur Mechanik eines Ruderservos mögen diese Ausführungen abschließen. Das Ruderservo soll mechanisch robust und schüttelfest sein, so lautete die erste

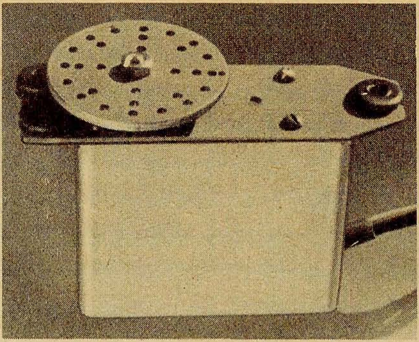
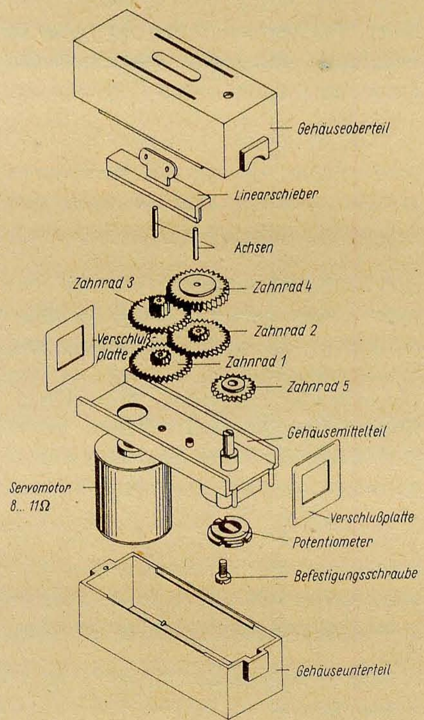


Bild 3.69
Proportionalservo ohne Elektronik *Servomatik 15 Prop*

Bild 3.70
Proportionalservo mit Elektronik (Anlage: *Microprop*)


Gehäuseoberteil
Linearschieber
Achsen
Zahnrad 3
Zahnrad 4
Verschlußplatte
Zahnrad 2
Zahnrad 1
Zahnrad 5
Gehäusemittelteil
Servomotor 8...11Ω
Verschlußplatte
Potentiometer
Befestigungsschraube
Gehäuseunterteil

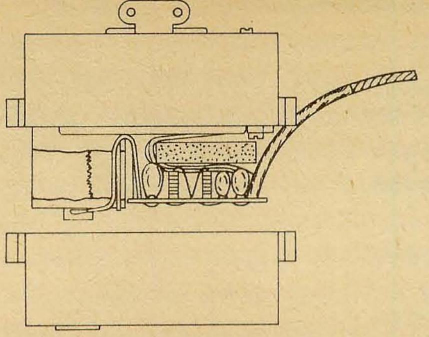


Bild 3.71
Einbau der Elektronik in das Servogehäuse

Forderung. Es muß zumindest so widerstandsfähig sein, daß es bei den Vibrationen in einem Motorflugmodell einwandfrei funktioniert und auch leichte Abstürze bzw. harte Landungen schadlos übersteht. Moderne Servos mit eingebauter Elektronik werden mit $30 \cdot g$ ($g = 9{,}81\ \mathrm{m} \cdot \mathrm{s}^{-2}$) bei 0 bis 300 Hz über 60 min auf Schüttelfestigkeit geprüft. Die kritischen Punkte sind in dieser Beziehung die Aufhängung bzw. Befestigung des Servos und der Servomotor. Die Befestigungsflansche sollten daher kompakt sein und das Servo in Gummitüllen gelagert werden (Bild 3.69 bis Bild 3.74). Eine sehr solide Befestigung ergibt sich, wenn die

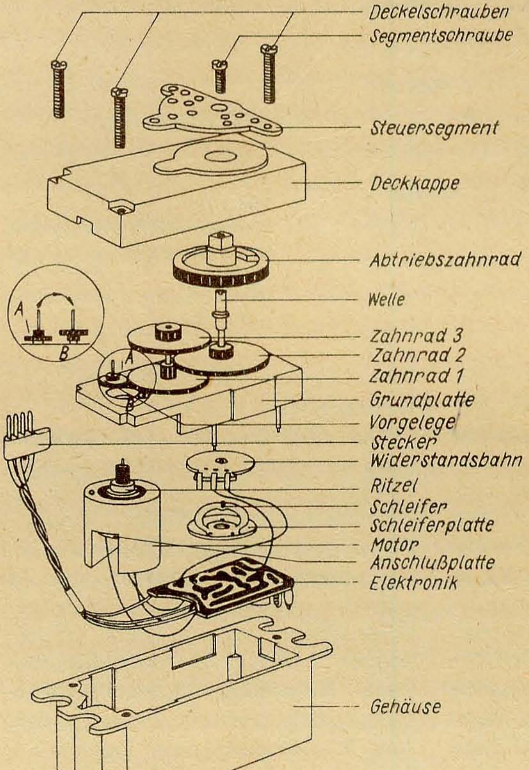
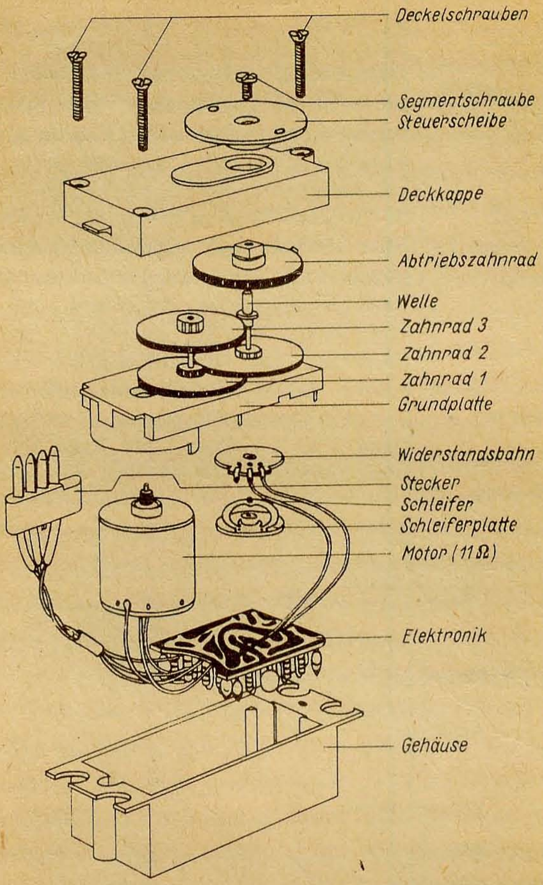

Deckelschrauben
Segmentschraube
Steuersegment
Deckkappe
Abtriebszahnrad
Welle
A
B
A
Zahnrad 3
Zahnrad 2
Zahnrad 1
Grundplatte
Vorgelege
Stecker
Widerstandsbahn
Ritzel
Schleifer
Schleiferplatte
Motor
Anschlußplatte
Elektronik
Gehäuse

Bild 3.72
Proportionalservo mit Elektronik *Super-IS-Servo*, (Anlage: *Multiplex*), Abmessungen: 46 mm × 40 mm × 22 mm, Gewicht: 55 p



Deckelschrauben
Segmentschraube
Steuerscheibe
Deckkappe
Abtriebszahnrad
Welle
Zahnrad 3
Zahnrad 2
Zahnrad 1
Grundplatte
Widerstandsbahn
Stecker
Schleifer
Schleiferplatte
Motor (11 Ω)
Elektronik
Gehäuse

Bild 3.73
Proportionalkleinservo mit Elektronik *IS-Mikroservo* (Anlage: *Multiplex*), Abmessungen 38 mm × 34 mm × 19 mm, Gewicht: 35 p

Befestigungsschrauben durch das Gehäuse hindurchgehen (Bild 3.75). Servogehäuse werden aus schlagzähem Kunststoff gespritzt.

Die Lebensdauer eines Servos wird, vorschriftsmäßige Behandlung vorausgesetzt (keine Abstürze, keine Falschpolungen, keine Überlastung u. ä.), im wesentlichen von der Lebensdauer des Servomotors und des Potentiometers bestimmt. Wichtigste Einflußgrößen sind dabei die Zahl der Arbeitsspiele und die erforderliche Stellkraft. Es ist daher sinnvoll, Ruder und Kraftübertragungsorgane für geringen Kraftbedarf zu konstruieren (Balanceruder, keine Klemm- oder Scheuerstellen für Rudergestänge u. a.).

Die nächsten drei Anforderungen sind im wesentlichen durch die Konstruktion des Servomotors und des Servogetriebes zu erfüllen. Servomotoren sind spezielle Kleinstmotoren, die bereits bei Bruchteilen von 1 V anlaufen und bei 2 V ihr Nenndrehmoment abgeben müssen. Für sie gelten in ganzer Schärfe die Anforderungen nach Robustheit, Schüttelfestigkeit und Lebensdauer. Nenndrehmoment und Nenndrehzahl des Servomotors bestimmen die Auslegung des Servogetriebes. Dabei ist in jedem Fall ein

Best.-Nr. 3766
Graupner
varioprop
mini Servo
2.4 V

Bild 3.74
Proportionalservo mit Ruderhebel, ohne Elektronik *mini Servo* (Anlage: *Varioprop*), Abmessungen: 35 mm × 18 mm × 33 mm, Gewicht: 40 p

Best Nr. 3765
Graupner
varioprop
2.4 V
Servo
Graupner
varioprop
MICRO
Servo
05
2.4V

Bild 3.75
Proportionalservo mit Steuerschieber, ohne Elektronik (Anlage: *Varioprop*); a – großes Servo, Abmessungen: 60 mm × 23 mm × 27 mm, Gewicht: 50 p, b – *Micro-Servo 05*, Abmessungen: 45 mm × 29 mm × 19 mm, Gewicht: 33 p

Kompromiß zwischen Stellkraft und Stellgeschwindigkeit zu schließen. Bewährt haben sich Untersetzungen in der Größenordnung 200 : 1 zwischen Motorachse und Potentiometerwelle (meist ist Potentiometerwelle gleich Abtriebswelle). Will man größere Stellkräfte als 1 kp erzielen, muß das Servogetriebe stärker untersetzt werden, und es entstehen bei gleichem Servomotor längere Stellzeiten. Bei zweckentsprechender Auslegung der Zahnräder sind Variationsmöglichkeiten sogar mit einem Servogetriebe möglich. Bei dem Servo nach Bild 3.72 kann man durch Umstecken eines Zahnrads zwischen den beiden Auslegungen

Normalauslegung mit 1,7 kp · cm
Drehmoment, 0,3 s Stellzeit und
Superauslegung mit 3,5 kp · cm
Drehmoment, 0,9 s Stellzeit

wählen. Die Servogetriebe werden meist als Stirnradgetriebe (Bild 3.70 bis Bild 3.73), in seltenen Fällen aber auch als Planetengetriebe (Bild 3.74), ausgeführt. Ordnet man die Zahnräder hintereinander an, so ergibt sich ein länglicher Aufbau, bei dem unterhalb der Getriebegrundplatte neben dem Servomotor Platz für die Servoelektronik ist (Bild 3.71). Die Zahnräder sind meist aus einem Plastwerkstoff gespritzt, der selbstschmierende Eigenschaften hat. Werden die Zahnräder mit großen Durchmesserunterschieden in mehreren Ebenen übereinander angeordnet (Bild 3.70, Bild 3.72 und Bild 3.73), so erhält man einen recht gedrängten Aufbau. Je weniger Zahnräder das Servogetriebe hat, um so weniger Getriebespiel kann entstehen, so daß ein solches Getriebe bei gleichen Toleranzen weniger Spiel und weniger Reibung aufweist. Das Getriebe nach Bild 3.73 ist in dieser Hinsicht eine gute Lösung. Bei dem Getriebe des Servos nach Bild 3.69 entsteht durch die geringen Durchmesserunterschiede und demzufolge vielen Zahnradsätze relativ großes Getriebespiel. Sind auch die Anforderungen bezüglich Getriebespiels besonders von Kunstflugexperten hoch, so dürfen sie nicht übertrieben werden. Geringes Getriebespiel erfordert enge Fertigungstoleranzen, die das Getriebe erheblich verteuern. Außerdem neigt ein spielarmes Getriebe sehr leicht zur Schwergängigkeit, deren Ursache geringste Verunreinigungen oder kleine Dejustierungen sein können. Schwergängigkeit ist aber auf keinen Fall erwünscht, da sie die wirksame Ruderkraft mindert und Servomotor, Servoelektronik sowie Batterie über Gebühr belastet (verkürzte Betriebszeit!).

Die Forderung nach Selbstsperrung wird in der Regel von den Ruderservos ohne besondere Maßnahmen erfüllt, da im Gegensatz zur federneutralisierenden Rudermaschine der Tip-Anlage der Servomotor fest mit dem Getriebe gekuppelt ist. Die bei der Bewegung des Modells in der Luft oder im Wasser auf das Ruder wirkenden Kräfte sind nicht so groß, daß sie das Servo von außen verstellen können. Dazu müßte der Servomotor mit der Übersetzung 1 : 200 gedreht werden. Bevor das eintritt, verbiegt sich aber eine Steuerstange oder ein Steuerhebel.

Die Servokonstruktionen unterscheiden sich weiterhin in der Art des Kraftabtriebes. Die für die Servokonstruktion einfachste Lösung ist der rotierende Abtrieb, bei dem die Steuerscheibe oder der Steuerhebel auf der Potentiometerachse sitzt. Die Servos nach Bild 3.69, Bild 3.72 bis Bild 3.74 sind Beispiele dafür. Für platzsparende Einbauten in Flugmodellen sind Servos mit Steuerschiebern für translatierenden Kraftabtrieb (Bild 3.75) entwickelt worden. Das Servo nach Bild 3.70 ist in dieser Hinsicht universell, denn es bietet beide Möglichkeiten.

Ruderservos unterscheiden sich ferner darin, ob die Servoelektronik im Servogehäuse eingebaut ist oder nicht. Die Servos nach Bild 3.71 bis Bild 3.73 sind in der Weise ausgelegt, daß für die Elektronik Platz im Gehäuse vorgesehen ist. Die Servos nach Bild 3.74 und Bild 3.75 sind dagegen in der Weise konstruiert, daß die Servoelektronik nicht im Gehäuse untergebracht werden kann. Bei dieser Bauvariante wird die Servoelektronik in Form von Steckbausteinen (Bild 3.53) mit dem Super-Grundbaustein zusammengefügt. Beide Versionen, Elektronik im Servo eingebaut bzw. Servoelektronik mit dem Empfänger vereinigt (in einem Gehäuse oder steckbar), sind für den Nachbau geeignet. Durch den Einbau der Elektronik im Servo erhöht sich dessen Preis erheblich. Wer also mehrere Modelle fest mit Servos ausrüsten möchte, wird dafür sinnvollerweise Servos ohne Elektronik nehmen. Der Wechsel des Empfängers von einem Modell in ein anderes geht relativ leicht und schnell, wenn man die Servos im Modell belassen kann. Die Version Servos mit Elektronik ergibt in der Regel leichte und kleine Empfängeraufbauten. Sollte ein Servoverstärker ausfallen, so braucht nur das Servo gewechselt zu werden, und die Anlage ist wieder funktionsfähig. Für welche Version sich ein Käufer oder ein Amateur beim Selbstbau entscheidet, wird also wesentlich vom Einsatzzweck abhängen.

Schaltverstärker

Sind mit der Aufschalteinrichtung größere Stellwege und/oder Stellkräfte z. B. bei der Segelverstellung oder bei Einziehfahrwerken zu beherrschen, so genügt das Ruderservo nicht mehr den Anforderungen. Durch einfache schaltungstechnische Maßnahmen läßt sich die Servoelektronik in einen Schaltver-

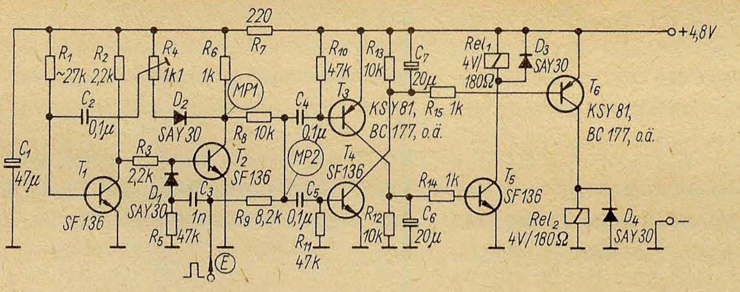


Bild 3.76
Schaltverstärker für Segelwinde

stärker umwandeln. Mit diesem Schaltverstärker können dann größere Leistungen einwandfrei geschaltet werden, da in der Endstufe statt der Transistoren Relais eingesetzt sind. Im Unterschied zur Servoelektronik gibt er keine pulsierende Gleichspannung am Ausgang ab, sondern schaltet die Betriebsspannung für die Last exakt ab oder an. Daß damit auch proportionale Stellwege realisiert werden können, wird noch zu zeigen sein. Aus dem Stromlaufplan Bild 3.76 ersieht man, daß der Schaltverstärker sehr viel Ähnlichkeit mit der Servoelektronik (Bild 3.60) hat. Die Transistoren T_1 und T_2 bilden den Referenzgenerator, der den Vergleichsimpuls liefert. Die Vergleichsstufe mit T_3 und T_4 wird ebenfalls fast unverändert übernommen. Nur ist an die Vergleichsstufe kein Verstärker mit Mittelausgang angeschlossen, sondern zwei Schalttransistoren T_5 und T_6. Am MP 2 werden der positive Eingangsimpuls und der negative Impuls des Referenzgenerators verglichen. Der Restimpuls ist entweder positiv oder negativ; er steuert dann je nach Polarität T_3 oder T_4 durch. Die auf diese Weise verstärkten Impulse laden entweder C_6 oder C_7 auf und werden damit geglättet. T_5 oder T_6 steuert man also nur noch mit einem wenig pulsierenden Strom an. Die Kapazität von C_6 und C_7 beeinflußt die Breite des Ansprechbereichs, um den der Steuerknüppel des Senders aus der Neutrallage bewegt werden muß, ehe das Relais anzieht. Parallel zur Relaiswicklung werden Dioden in Sperrichtung geschaltet. Sie schließen beim Schalten der Relais auftretende Spannungsspitzen kurz und verhindern damit einen eventuellen Spannungsdurchbruch im Schalttransistor. Eine geringfügige Änderung im Vergleich zur Schaltung nach Bild 3.60 ist bei der Anschaltung des Potentiometers R_4, das den Istwert X für den Regelvorgang liefert, vorgenommen worden. Diese Potentiometerschaltung wird bei den Servoelektroniken der *Simprop*-Anlagen angewendet. Sie hat den Vorteil, daß die zwei Widerstände R_1 und R_3 von der Schaltung nach Bild 3.60 eingespart werden, schränkt aber damit auch die Abgleichmöglichkeiten ein. Empfohlen wird diese Schaltung für den Fall, daß R_4 auf der Platine fest eingebaut werden soll.

Diesen Schaltverstärker kann man in zwei Versionen einsetzen. Wird das Potentiometer R_4 als Einstellregler auf der Platine in die Schaltung eingefügt, so kann damit die mittlere Länge des Vergleichsimpulses eingestellt werden. Ist der Kanalimpuls länger als der Vergleichsimpuls, so wird der Restimpuls positiv und T_4 leitend. Als Folge davon schaltet T_6 durch, und das Relais Rel_2 zieht an. Ist der Kanalimpuls dagegen kürzer als der Vergleichsimpuls, so ist der Restimpuls negativ, und T_3, T_5 werden angesteuert, das Relais Rel_1 zieht an. Das bedeutet für den Fernsteuerpiloten: Bewegt er den Steuerknüppel am Sender in die eine Richtung aus der Mittellage heraus, so zieht das eine Relais an. Bei Bewegung des Steuerknüppels in die andere Richtung »spricht« das andere Relais an. Mit dieser Version des Schaltverstärkers können also recht elegant der Fahrmotor eines Schiffsmodells auf »Fahrt voraus«, »Stop« und »Fahrt rückwärts« gesteuert, das Einziehfahrwerk betätigt oder andere einfache Schaltfunktionen ausgeführt werden. Für bestimmte Funktionen ist die Ausführung als Schaltfunktion völlig ausreichend, und die Proportionalanlage bietet diese Möglichkeit neben anderen. Bei der Tip-Anlage mußte man sich dagegen mit der reinen Schaltfunktion begnügen. Auch in dieser Hinsicht ist eine Proportionalanlage vielseitiger, denn sie schließt die Steuermöglichkeiten von Schaltfunktionen mit ein.

Soll ein längerer Stellweg auch bei größerer Kraft der Knüppelstellung am Sender proportional sein, so wird das Potentiometer R_4 über ein Getriebe mit dem Stellmotor gekuppelt. Wegen der besseren Abgleichmöglichkeiten empfiehlt sich aber ein Spannungsteiler R_1, R_2, R_3 wie bei der Schaltung nach Bild 3.60, statt der Schaltung von R_4 nach Bild 3.76. Der Schaltverstärker nach Bild 3.76 kommt zwar mit relativ geringem Schaltungsaufwand aus, hat aber den Nachteil eines relativ breiten Totbereichs. Damit wird die Steuer- bzw. Stellgenauigkeit etwas beeinträchtigt. Diesen Mangel vermeidet man durch einen Servoverstärker mit Relaisausgang (Bild 3.77). Dieser Verstärker zeichnet sich durch hohe Stellgenauigkeit und exaktes Schaltverhalten aus. Er ist gleichermaßen gut für Schaltfunktionen (Einziehfahrwerke, Fahrmotorsteuerung, Winden u. ä.) und proportionale Stellwege bei größeren Kräften (Segelwinde) geeignet. Für den Fall, daß eine Anlage mit von den Servos getrennten Servoelektroniken vorhanden ist (z. B. *Varioprop, start dp*), bietet sich die Möglichkeit, an die bereits vorhandene Servoelektronik nur noch einen Relaiszusatz anzuschalten. Der Relaiszusatz nach Bild 3.78 ist für die Anschaltung an die Servoelektronik der Anlage *start dp* ausgelegt worden. Bei Anschaltung an die Anlage *Varioprop* muß das Potentio-

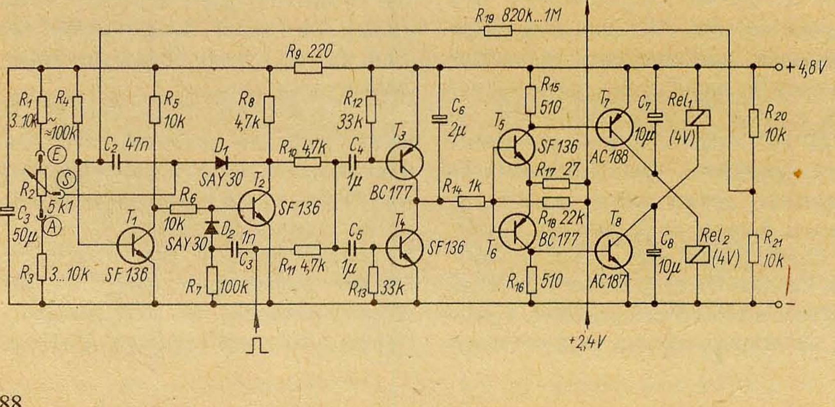


Bild 3.77
Servoelektronik mit Relaisausgang

R19 820k...1M
R9 220
+4,8V
R1 3...10k
R4 ≈100k
E
S
A
R2 5k1
C3 50µ
R3 3...10k
R5 10k
C2 47n
R8 4,7k
D1 SAY30
T2 SF136
R6 10k
T1 SF136
D2 SAY30
1n C3
R7 100k
R10 4,7k
R11 4,7k
R12 33k
C4 1µ
C5 1µ
R13 33k
T3 BC177
T4 SF136
C6 2µ
R14 1k
R15 510
T5 SF136
R17 27
R18 22k
T6 BC177
R16 510
T7 AC188
C7 10µ
Rel1 (4V)
T8 AC187
C8 10µ
Rel2 (4V)
R20 10k
R21 10k
+2,4V
–

meter R_5 den Wert 5k1 haben (Anschlußkennzeichnung für *Varioprop* in Klammern). Zwischen den Punkten 1 und 4 des Servoverstärkers (Bild 3.64) liegt je nachdem, ob der obere oder der untere Verstärkerzweig durchgesteuert wird, eine Spannung von +2,4 V oder −2,4 V an. Mit dieser Steuerspannung werden zwei Relais betätigt. Die als Dioden geschalteten Transistoren T_1 und T_2 verhindern, daß beide Relais gleichzeitig anziehen. Ist Punkt 1 positiv, dann sperrt T_1, und Relais Rel_1 zieht an, während T_2 in Durchlaßrichtung geschaltet ist und damit den Strom an Relais Rel_2 vorbeileitet. Ist Punkt 1 negativ, so wird T_1 leitend und T_2 gesperrt, so daß Rel_2 anzieht. Damit macht man praktisch aus einem Proportionalkanal zwei Schaltkanäle, wie sie von der Tip-Fernsteuerung her bekannt sind. Die beiden Relais und das Potentiometer R_5 – es entspricht R_5 der Schaltung nach Bild 3.64 – werden über einen fünfpoligen Stecker, wie auch die Servomechanik, mit der Servoelektronik verbunden. Für diesen Schaltverstärker gibt es wiederum zwei Einsatzvarianten. Fügt man das Potentiometer R_5 als Einstellregler in die Schaltung, so wird damit die mittlere Länge des Vergleichsimpulses eingestellt. Ergibt die Summe von Vergleichs- und Kanalimpuls einen Differenzimpuls, dann zieht entweder Rel_1 oder Rel_2 an. Das Relais bleibt so lange angezogen, bis durch Verstellen des Kanalpotentiometers Kanal- und Vergleichsimpuls wieder gleich lang sind bzw. das andere Relais anzieht. Die Segelwinde würde dann nicht proportional arbeiten, und der Wickelweg müßte durch einen Endabschalter begrenzt werden. Da man aber die Segelwinde an eine Proportionalanlage anschaltet, ist es sinnvoll, auch deren Vorzüge zu nutzen. Im vorliegenden Fall wird das Potentiometer R_5 über das

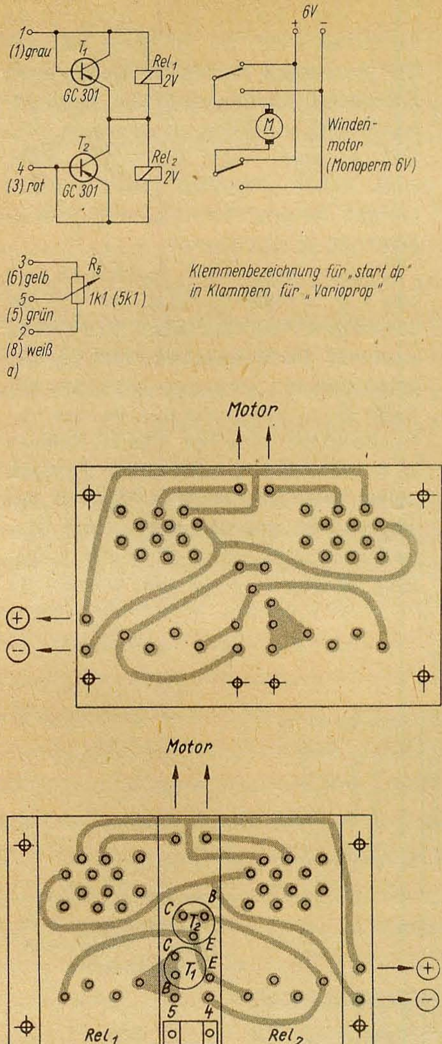


Bild 3.78
Relaiszusatz für Servoelektronik; a – Stromlaufplan, b – Leiterplattenzeichnung, c – Bestückungsplan

Getriebe vom Windenmotor mit verstellt. Dann läuft im Zusammenwirken von Servoelektronik und Relaiszusatz plus Motor ein ähnlicher Regelvorgang wie beim Servo ab. Durch das Einfügen der Relais können wesentlich höhere Leistungen geschaltet werden. Diese Version wird bei der Segelwinde angewendet. Ändert man durch Bewegen des Steuerknüppels die Kanalimpulslänge, so schaltet ein Relais. Der Windenmotor läuft so lange, bis mit R_5 der Vergleichsimpuls auf die gleiche Länge wie der Kanalimpuls gebracht worden ist. Das bedeutet, daß die erzielten Stellwege der Stellung des Steuerknüppels proportional sind.

Die Bauunterlagen für diesen Relaiszusatz werden für die am Nachbau interessierten Leser abgebildet. Bei dem Aufbau ist zu beachten, daß der Typ des Relais vom Schaltstrom bestimmt wird. Im Interesse geringer HF-Störungen dürfen die Relais nicht überlastet werden, und die Kontaktsätze sind sorgfältig zu entstören. Vor der Auswahl eines Relaistyps sollte man daher möglichst genau wissen, welche Ströme bzw. Lasten (induktive!) zu schalten sind.

Bei der Segelwinde handelt es sich um ein Spezialaggregat, das auf die jeweiligen Anforderungen abgestimmt sein soll. Daher empfiehlt sich für den interessierten Anwender durchaus der Selbstbau. Dazu kann man bereits vorhandene Getriebe von Uhren, Zählern o. ä. verwenden, aber auch Getriebe selbst aufbauen (Bild 3.79). Mit der Segelwinde soll das Segel einer Modelljacht proportional zur Knüppelstellung im Sender eingestellt werden. In

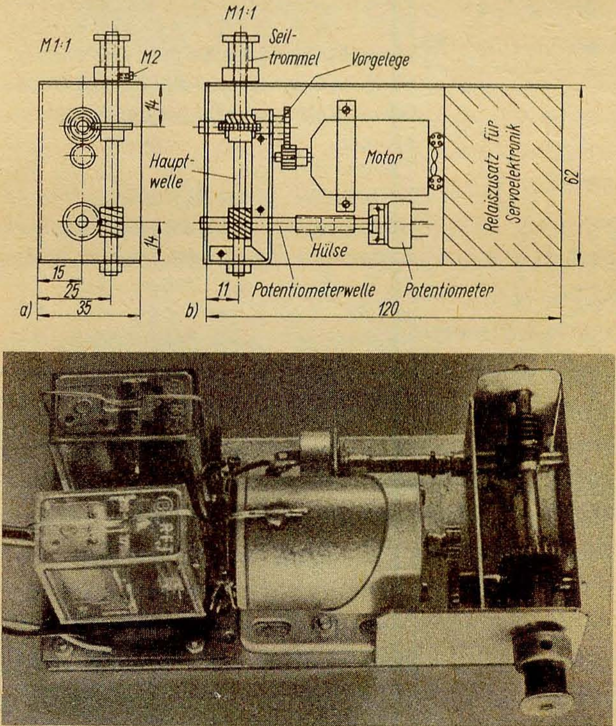


Bild 3.79
Segelwinde; a – Draufsicht, b – Vorderansicht, c – Musteraufbau

der Regel bedeutet das, es sind etwa 150 bis 200 mm Schotleine proportional aufzuwickeln. Da das Segel auch gegen den Winddruck verstellt werden muß, soll die Winde selbstsperrend sein, eine entsprechende Kraft entwickeln und die etwa 200 mm Leine in ≈ 5 s auf- bzw. abwickeln. Diesen Forderungen entspricht etwa die als Muster aufgebaute Segelwinde nach Bild 3.79, deren Konstruktion auf die Veröffentlichung von *H. Meyer* in [101] zurückgeht.

Der Motor treibt über Vorgelege und Schneckenrad die Hauptwelle mit der Seiltrommel. Von der Hauptwelle wird über eine weitere Schnecke und ein Zahnrad das Potentiometer angetrieben. Das gesamte Getriebe mit Motor und Potentiometer ist in einem Aluminiumblechgehäuse montiert. Die Seiltrommel wird außerhalb des Gehäuses auf die Hauptwelle gesetzt, damit sie leicht auswechselbar ist. Auf diese Weise kann man die Segelwinde auf unterschiedliche Schotzugwege einstellen, indem Seiltrommeln mit unterschiedlichem Durchmesser aufgesetzt werden. Die Einzelheiten des Aufbaus gehen aus den Abbildungen hervor. Verwendet werden handelsübliche Zahnräder und Schnecken. Bei der Montage der Teile achte man besonders darauf, daß das gesamte Getriebe leichtgängig, aber spielfrei arbeitet.

Damit man die Hauptwelle genau justieren kann, ist sie beim Musteraufbau in Exzenterbuchsen gelagert. Nach der Justierung werden die Buchsen mit Zweikomponentenkleber festgelegt.

Durch Änderung der Übersetzungsverhältnisse lassen sich folgende Wirkungen erzielen:

– Bei gleicher Wickelzeit und gleicher Kraft an der Hauptwelle kann der Wickelweg durch entsprechende Wahl des Durchmessers der Wickeltrommel beeinflußt werden.

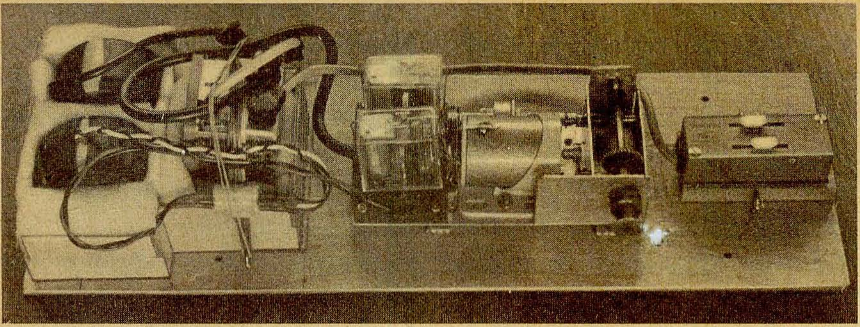
– Wählt man die Untersetzung des Vorgeleges (Ritzel auf Motorwelle : Zahnrad 1) größer, so wird die Wickelzeit, aber auch die Kraft an der Hauptwelle bei gleichem Wickelweg größer.

– Wird die Untersetzung von Hauptwelle zu Potentiometer (Schnecke 2: Zahnrad 3) größer gewählt, so werden der Wickelweg und auch die Wickelzeit größer bei gleicher Kraft an der Hauptwelle. Eine ähnliche Wirkung hat die Vergrößerung der Vorwiderstände am Potentiometer.

– In gewissem Maße kann man auch Wickelzeit und Kraft an der Hauptwelle durch die Betriebsspannung des Motors und den Motortyp beeinflussen. Im Interesse geringstmöglicher HF-Störungen sollte der Windenmotor nur mit seiner Nennspannung und gut entstört betrieben werden.

Die Segelwinde wird zusammen mit dem Servo, der Elektronik und den Akkumulatoren auf einem Geräterahmen montiert (Bild 3.80a). Dieser servicefreundliche Aufbau erleichtert den Ein- und Ausbau der Anlage in das Modell erheblich. Die Segelwinde ist ausgiebig in einer Segeljacht der Klasse F5 M erprobt worden (Bild 3.80b) und erfüllte auch unter schwierigen Bedingungen die an sie gestellten Erwartungen.

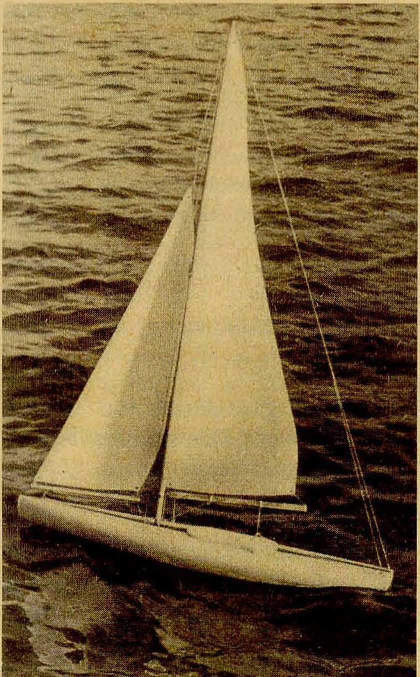
Die Verwendung des Schaltverstärkers als Segelwinde soll nur ein Vorschlag sein. Ganz gleich, ob im Schalt- oder im Proportionalbetrieb, bieten sich vielfältige Anwendungsmöglichkeiten im Modellbetrieb. Sei es als Schalter für die Fahrmotorsteuerung, zur Bedienung von verschiedenen Funktionen in Funktionsmodellen wie dem Betätigen einer Ankerwinde, von Einziehfahrwerken und Landeklappen, dem Aussetzen von Beibooten o. ä. Die recht unterschiedlichen Aufgabenstellungen erfordern dann

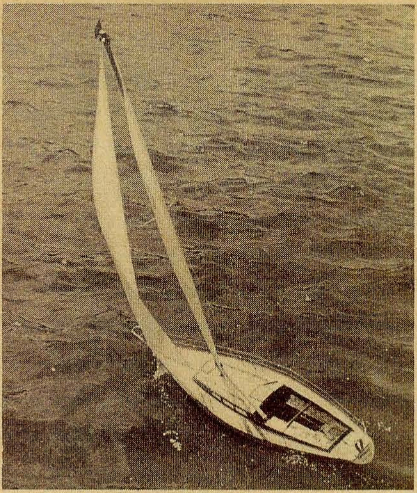


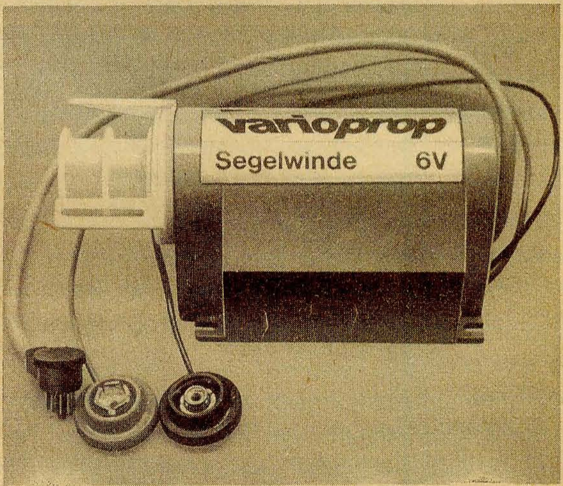
auch spezielle Konstruktionen für das Getriebe. Es ist also noch ein weites Gebiet offen, um eigene Ideen zu verwirklichen.

Das Bestreben der Anlagenentwickler war konsequent darauf gerichtet, das Relais durch leistungsfähige Si-Transistoren zu ersetzen. Das Relais wird seinen Platz allerdings dort behalten, wo mehrere Stromkreise voneinander getrennt zu schalten sind, man also auf die Kontaktsätze nicht verzichten kann. Daß unter Anwendung der vollintegrierten Servoelektronik in Form des IS *SN 28604* und einer Brückenschaltung leistungsfähiger Si-Transistoren, ähnlich der Brückenschaltstufe der Tip-Anlage nach Bild 3.18, eine vollelektronische Segelwindenelektronik aufgebaut werden kann, erkennt man an der Segelwinde der Anlage *Microprop* (Bild 3.81). Der Servo-IS *SN 28604* ist genau wie im Ruderservo beschaltet, statt des Servomotors ist der Widerstand R_{10} = 100 Ω zwischen die Anschlüsse 9 und 11 des IS geschaltet. Je nach Steuerrichtung entsteht über dem 100-Ω-Widerstand ein Spannungsabfall, so daß immer einer der beiden Treibertransistoren T_1 oder T_2 angesteuert wird, denn die Anschlüsse 9 und 11 werden wechselweise positiv – negativ. Die zwei Komplementärpärchen *BD 135/BD 136* (P_{tot} = 6,5 W) bilden für

Bild 3.80
Einbau der Segelwinde; a – Geräterahmen für Modelljacht, b – moderne ferngesteuerte Segeljacht der Klasse F5 M, c — vorbildgetreue ferngesteuerte Modellsegeljacht der 1-t-Klasse *Optimist*, d — vollgekapselte Segelwinde (Anlage: *Varioprop*). Abmessungen: 80 mm × 34 mm × 48 mm, Gewicht: 225 p, Zugkraft: 6 kp für 25 cm Schotzugweg in 5 s







den Windenmotor eine Schaltbrücke, so daß der Batteriemittelabgriff entfällt. Ähnlich wie bei der konventionellen Servoelektronik wird mit den Widerständen $R_{15}/R_{19} = 1\,\mathrm{M}\Omega/470\,\mathrm{k}\Omega$ eine Dämpfung eingebaut. Die Dioden D_1 und D_2 (*1N 4448*) entkoppeln die Brückenzweige in der Weise, daß immer nur ein Zweig leitend sein kann. Diese Schaltung zeigt deutlich, daß mit neuen Bauelementen bewährten Schaltungslösungen neue Anwendungsbereiche erschlossen werden können.

Fahrtregler

Es liegt nahe, die Möglichkeiten der Proportionalsteuerung nicht nur für die proportionale Ruderverstellung, sondern auch zur proportionalen Steuerung von Fahrmotoren in Schiffs- oder Automodellen zu nutzen. Es stehen heute Leistungstransistoren mit entsprechenden Kenndaten zur Verfügung, um Motorströme von 10 bis 15 A bei 12 V Betriebsspannung vollelektronisch regeln zu können. Damit läßt sich das Prinzip des Gleichstromverstärkers mit dem Motor zwischen Verstärkerausgang und Brückenmitte ähnlich dem Servoverstärker nur für höhere Ströme realisieren (Bild 3.82). Der Eingang des Fahrtreglers wird statt des Servomotors an die Servoelektronik nach Bild 3.60 geschaltet. Das Potentiometer R_2 ist durch einen Einstellregler ersetzt, mit dem die Nullstellung genauer abgeglichen werden kann. Bei Mittelstellung des Steuerknüppels am Sender ist die Brücke mit T_7 und T_8 in der Weise abgeglichen, daß zwischen den Klemmen 1 und 2 keine Spannung anliegt. Wird nun der Steuerknüppel aus der Neutrallage bewegt, so liegt zwischen den Klemmen 1 und 2 je nach Auslen-

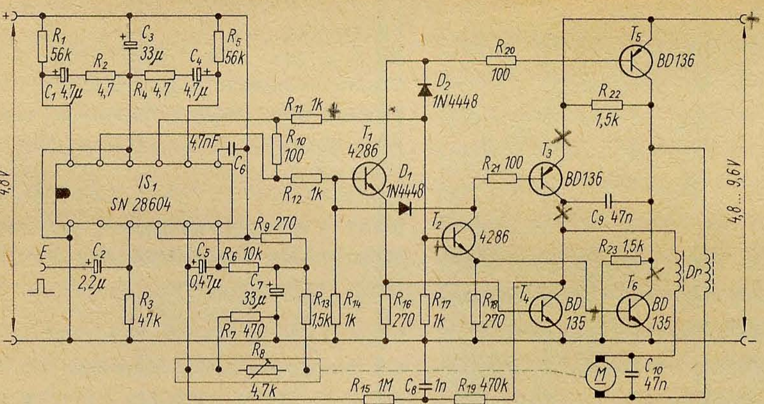

+
R1 56k
C3 33µ
R5 56k
R2 4,7
C4 4,7µ
C1 4,7µ
R4 4,7
4,8V
IS1 SN 28604
47nF
C6
R11 1k
R10 100
R12 1k
T1 4286
D1 1N4448
D2 1N4448
R20 100
T5 BD136
R22 1,5k
T3 BD136
R21 100
C9 47n
T2 4286
R9 270
C5 0,47µ
R6 10k
C7 33µ
E
C2 2,2µ
R3 47k
R7 470
R8 4,7k
R13 1,5k
R14 1k
R16 270
R17 1k
R18 270
T4 BD 135
T6 BD 135
R23 1,5k
Dr
4,8...9,6V
M
C10 47n
R15 1M
C8 1n
R19 470k
−

Bild 3.81
Teilintegrierte Elektronik für Segelwinde mit Brückenausgang (Anlage: *Microprop*)

kungsrichtung und -weg des Steuerknüppels eine positive oder negative Spannung. Die positive Spannung steuert Transistor T_2 und damit auch T_4 durch. Der untere Brückenzweig ist leitend, am Fahrmotor liegt proportional zur Knüppelstellung am Sender ein Teil der Spannung des Fahrakkumulators II. Die Drehrichtung des Fahrmotors kehrt sich um, wenn durch eine negative Spannung am Eingang der obere Brückenzweig leitend und der Motor vom Fahrakkumulator I angetrieben wird. Damit der Fahrmotor nicht bereits bei kleinen Steuerknüppelauslenkungen seine Nenndrehzahl bzw. sein Nenndrehmoment abgibt, sollten die Widerstände R_1 und R_3 gegenüber den Werten nach Bild 3.60 verringert werden. Den Wert von R_4 und R_3 ermittelt man in Abstimmung mit der Antriebsanlage unter Betriebsbedingungen. Er wird im Bereich zwischen 270 Ω und 1 kΩ liegen.

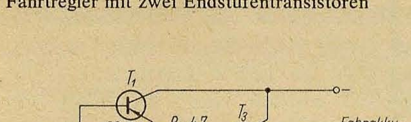

T1
GC301
R5 4,7
T3
GD242
1
3
R1 22
R2 470
R3 470
T2
GC521
R6 4,7
GD242
R4 470
Fahrakkumulator I
M
Fahrmotor
Fahrakkumulator II
+
−

Bild 3.82
Fahrtregler mit zwei Endstufentransistoren

Beim Aufbau des Fahrtreglers sind einige Dinge unbedingt zu beachten. Für die Leistungstransistoren T_3 und T_4 ist es »lebenswichtig«, daß der Maximalstrom und die maximale Verlustleistung in keinem Betriebsfall, auch bei bis zum Stillstand abgebremstem Fahrmotor, nicht überschritten werden. Beim *GD 240* sind das $I_{C\max} = 3$ A und $P_{tot} = 10$ W. Der Fahrmotor und die Fahrakkumulatoren sind dementsprechend zu bemessen. Sind im Fahrbetrieb höhere Werte für $I_{C\max}$ und P_{tot} zu erwarten, müssen für T_3 und T_4 leistungsfähigere Typen, z. B.

ASZ 15 ($I_{C\max} = 10$ A, $P_{tot} = 22{,}5$ W),
GT 806 A ($I_{C\max} = 20$ A, $P_{tot} = 30$ W),
2 NU 74 ($I_{C\max} = 15$ A, $P_{tot} = 50$ W),

verwendet werden.

Stehen entsprechend leistungsfähige Komplementärtypen für T_3 und T_4 zur

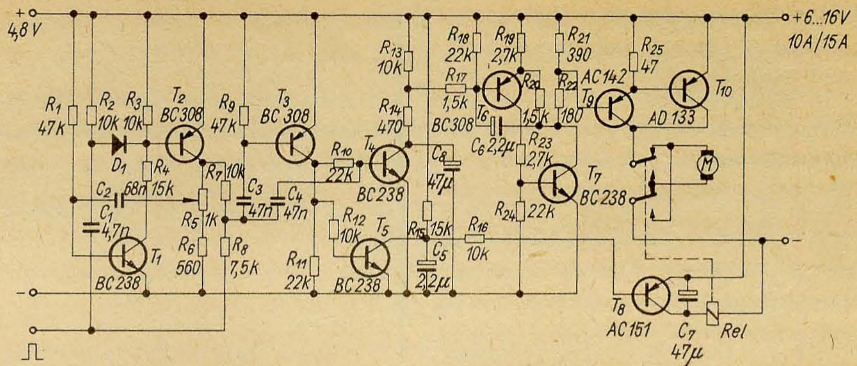

+
4,8 V
−
R1 47k
R2 10k
R3 10k
T2 BC308
D1
R4 15k
C2 68n
C1 4,7n
T1 BC238
R5 1k
R6 560
R7 10k
R8 7,5k
R9 47k
T3 BC 308
C3 47n
C4 47n
R10 22k
R11 22k
R12 10k
T4 BC238
T5 BC238
R13 10k
R14 470
R15 15k
C5 2,2µ
C8 47µ
R16 10k
R17 1,5k
R18 22k
R19 2,7k
T6 BC308
C6 2,2µ
R20 1,5k
R21 390
R22 180
R23 2,7k
R24 22k
T7 BC238
AC142 T9
R25 47
T10 AD 133
M
T8 AC151
C7 47µ
Rel
+6...16V
10A/15A
−

Bild 3.83
Fahrtregler mit Umpolaggregat *TELE-NAUT*

Verfügung, läßt sich das Regelverhalten der Schaltung noch verbessern. Da in den Endstufentransistoren T_3 und T_4 besonders im Teillastbereich erhebliche Verlustleistungen auftreten, ist großer Wert auf gute Kühlung (große Kühlfläche, gute Zufuhr von Kühlluft in das Modellinnere) zu legen. Bei Leistungstransistoren ist meist der Kollektor oder der Emitter mit dem Gehäuse verbunden. Deshalb muß der Transistor oder die Kühlfläche gut isoliert montiert werden. Kurzschlüsse wirken hier sofort »tödlich« (auf die Transistoren!) und sind bei den Preisen für Hochleistungstransistoren sehr kostspielig. Modelle werden bei Rückwärtsfahrt meist nur kurzzeitig und dann auch nur mit geringerer Fahrt bewegt. Daher kann man den betreffenden Brückenzweig schwächer auslegen (Endstufentransistor mit kleinerer Verlustleistung, Fahrakkumulator mit geringerer Kapazität und Klemmenspannung).

Digitalanlagen sind empfindlich gegen Störimpulse, demzufolge muß der Fahrmotor sorgfältig entstört werden. Die Drosseln des Entstörfilters sind entsprechend für die fließenden Ströme auszulegen und erfordern einen ausreichenden Drahtquerschnitt. Die Leitungen zwischen Fahrmotor, Fahrakkumulator und Fahrtregler sollen so kurz wie möglich sein und ebenfalls einen ausreichenden Querschnitt haben.

So vorteilhaft diese Art der Steuerung des Fahrmotors sein mag, so haften der Schaltung nach Bild 3.82 trotz aller Einfachheit zwei entscheidende Nachteile an. Diese Schaltung erfordert zwei sehr leistungsfähige Endstufentransistoren und zwei Fahrakkumulatoren. Durch Einsparen eines Leistungstransistors und eines Fahrakkumulators können also erheblich Kosten gespart werden. Bei der Schaltung nach Bild 3.83 ist zwar der Schaltungsaufwand kaum geringer, denn die Servoelektronik nach Bild 3.60 wird durch eine Spezialelektronik ersetzt, aber in der Endstufe reichen ein Leistungstransistor und ein Umschaltrelais aus. Hinzu kommt, daß nur ein Fahrakkumulator erforderlich ist, so daß damit Antrieb und Steuerelektronik erheblich billiger werden. Die Steuerungsmöglichkeiten schränkt diese Version nicht ein. Die Elektronik ist in der Weise ausgelegt, daß sie direkt an den Empfängerimpulsteil angeschlossen werden kann und keine Zusatzaggregate erfordert.

Der Referenzgenerator arbeitet mit T_1 und T_2 in der üblichen Art als monostabiler Multivibrator allerdings mit Komplementärtransistoren. Der Kanalimpuls triggert über C_1 den Referenzgenerator. Die Länge des Vergleichsimpulses ist vom Wert des Rückkoppelkondensators C_2, dem Wert von R_1 und der Schleiferstellung an R_5 abhängig. Mit R_5 kann die Impulslänge auf den mittleren Wert von 1,6 ms genau abgeglichen werden. Die Vergleichsstufe mit den Transistoren T_3 bis T_5 ist für die spezielle Aufgabenstellung ausgelegt. Kanalimpuls und Referenzimpuls werden über R_7 und R_8 miteinander verglichen. Der Referenzimpuls hat eine konstante Länge von 1,6 ms. Wird der Kanalimpuls größer als 1,6 ms, so entsteht am Vergleichspunkt ein positiver Restimpuls. Seine Länge ist der Knüppelauslenkung am Sender proportional und kann die Werte zwischen 0 ms und 0,6 ms annehmen. Das gleiche gilt, wenn durch den gegenüber 1,6 ms verkürzten Kanalimpuls am Vergleichspunkt ein negativer Restimpuls entsteht. Ist der Vergleichsimpuls 0 ms, so erhalten die Transistoren T_3 über R_9 positive Vorspannung und T_4 über R_{10}, R_{11} negative Vorspannung, so daß sie gesperrt sind. Ein negativer Restimpuls schaltet T_3 durch. Damit liegt der Kollektor von T_3 fast auf Pluspotential, und über R_{10} wird auch T_4 leitend. Am Kollektor von T_4 tritt der verstärkte Restimpuls auf, den der Kondensator C_8 in eine nur noch wenig pulsierende Gleichspannung umwandelt. Die Größe der mittleren Gleichspannung ist der Länge des Restimpulses proportional. Nimmt der Restimpuls am Vergleichspunkt positive Werte an, so steuert er T_4 durch, während er für T_3 wirkungslos bleibt. Dadurch entsteht am Kollektor von T_4 ebenfalls eine pulsierende Gleichspannung, deren mittlerer Wert der Restimpulslänge proportional ist. Mit dieser Schaltung von T_3 und T_4 liegt also am Ladekondensator C_8 eine der Knüppelauslenkung am Sender proportionale Gleichspannung an, ganz gleich, ob der Steuerknüppel in die eine oder in die andere Richtung bewegt wird.

Mit der winkelproportionalen Gleichspannung am Kollektor von T_4 steuert man einen Multivibrator (T_6 und T_7). Dieser Multivibrator arbeitet als Steuergenerator für die Endstufe des Fahrtreglers. Er übersetzt gewissermaßen die längenveränderlichen Restimpulse (0 bis 0,6 ms), die mit 20 bis 25 ms Pausenzeit wiederkehren, in eine Impulsfolge mit einem für die Steuerung der Endstufe günstigeren Tastverhältnis. Durch die veränderliche Gleichspannung am Kollektor von T_4 wird T_6 über R_{13}, R_{14} und R_{17} in der Weise angesteuert, daß die vom Impulsgenerator abgegebenen Impulse in ihrer Breite zwischen den Werten Null und volle Durchschaltung einstellbar sind. Die Endstufe mit T_9 und T_{10} arbeitet als hochbelastbarer *Darlington*-Verstärker und wirkt für den Fahrmotor als geregelter Vorwiderstand. Der Fahrmotor wird von der Endstufe im Takt der Steuergeneratorimpulse an die Betriebsspannung an- und abgeschaltet. Die Endstufe ist für mittlere Ströme von 10 A ausgelegt, kann aber kurzzeitig Spitzenströme von 15 A vertragen. Den Wert des Spitzenstroms bestimmt I_{Cmax} des Transistors T_{10}, während der mittlere mögliche Laststrom (10 A) von der Größe der wirksamen Kühlfläche und der Zuführung der Kühlluft abhängt. Damit der Endstufentransistor T_{10}, es ist das teuerste Bauelement des gesamten Aggregats, nicht den »Wärmetod« durch Dauerüberlastung »stirbt«, ist der Motor mit einer Sicherung (10 A) abzusichern.

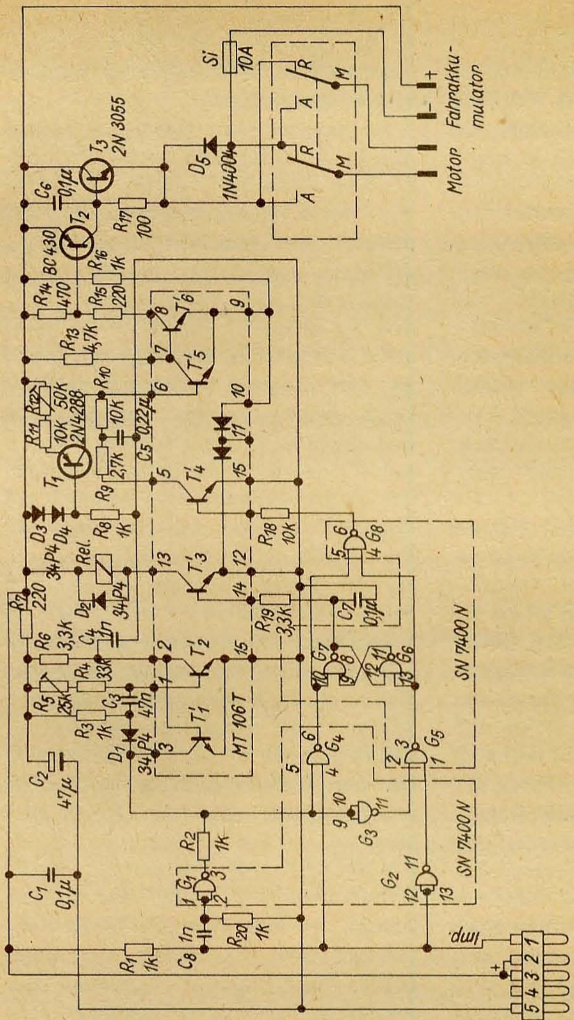

Si
10A
T3
2N 3055
C6
0,1µ
T2
BC 430
R17
100
D5
1N4004
R
A
M
Fahrakkumulator
Motor
R14
470
R15
220
R16
1K
R13
4,7K
R10
10K
R11
10K
R12
50K
2N4288
T1
R9
2,7K
C5
0,22µ
R8
1K
D3
D4
34P4
Rel.
R18
10K
R7
220
D2
R6
3,3K
C4
1n
R19
3,3K
C7
0,1µ
R4
33K
R5
25K
C3
47n
R3
1K
D1
MT 106 T
T'1
T'2
T'3
T'4
T'5
T'6
G1
G2
G3
G4
G5
G6
G7
G8
SN 7400 N
SN 7400 N
C2
47µ
R2
1K
C1
0,1µ
R1
1K
C8
1n
R20
1K
Imp.
+
1
2
3
4
5

Bild 3.84
Fahrtregler mit Umpolaggregat in teilintegrierter Schaltungsausführung (Anlage: *Multiplex*)

Gegen die gleichfalls »tödliche Wirkung« kurzzeitiger Spitzenströme (> 15 A) hilft die Sicherung allerdings nicht. Die Sperrschicht des Transistors ist schneller durchgeschlagen, als die flinkeste Sicherung ansprechen kann.

Da dieser Fahrtregler nur einen Fahrakkumulator erfordert, muß der Fahrmotor für Vor- und Rückwärtsfahrt umgepolt werden. Diese Aufgabe übernehmen die Transistoren T_5, T_8 und das Relais Rel. Transistor T_5 ist über R_{12} auf den Kollektor von T_3 geschaltet. Damit wird T_5 bei jedem positiven Restimpuls durchgesteuert. Der Ladekondensator C_5 glättet wieder die Gleichspannung am Kollektor von T_5, mit der dann der Schalttransistor T_8

über R_{16} angesteuert wird. Leitet T_5 durch einen positiven Restimpuls, so leitet auch T_8, da er komplementär zu T_5 geschaltet ist, das Relais Rel zieht an, und der Fahrmotor wird umgepolt. Der Kondensator C_7 setzt die Restwelligkeit des Relaisstroms weiter herab, so daß ein einwandfreies Schaltverhalten gesichert ist. Der Motor sollte in der Weise gepolt werden, daß er bei abgefallenem Relais »Vorwärtsfahrt« und bei angezogenem Relais »Rückwärtsfahrt« macht. Bei fast entladenem Fahrakkumulator kann das Modell dann immer noch mit geringer Vorwärtsfahrt zum Landeplatz zurückkehren, auch wenn das Relais nicht mehr anzieht.

Vorteilhaft wirkt sich aus, daß die Umpolung des Fahrmotors im Fahrtzustand »Stop« erfolgt. Da die Ansteuerung von T_5 über R_{12} stärker ist als die von T_4 über R_{10}, wird der Motor umgepolt, ehe er für »Rückwärtsfahrt« anläuft. Die Umpolung des Fahrmotors bei Strom gleich Null hat zur Folge, daß keine Schaltfunken auftreten und sich damit eine aufwendige Entstörung der Relaiskontakte erübrigt, die Relaiskontakte geringer belastet werden und geringeren Verschleiß (Abbrand) haben. Für den Aufbau dieses Fahrtreglers gelten die für die Schaltung nach Bild 3.82 gegebenen allgemeinen Hinweise (isolierte Montage und sehr gute Kühlung von T_{10}, kurze Leitungen ausreichenden Querschnitts, gute Entstörung des Fahrmotors und absolut keine Überschreitung von I_{Cmax} des T_{10}).

Die Weiterentwicklung der Fahrtregler bestand in der Einbeziehung von Integrierten Schaltkreisen. Bei dem Fahrtregler nach Bild 3.84 werden zwei konventionelle IS *SN 7400 N* und ein Spezial-IS eingesetzt. Damit lassen sich die Funktionen des Fahrtreglers nach Bild 3.83 wesentlich preiswerter und betriebssicherer realisieren. Der Nachbau dieser Schaltung ist möglich, da der Spezial-IS *MT 106 T* mit konventionellen Si-Transistoren nachgebildet werden kann.

G_2 negiert den positiven Kanalimpuls. Der negative Impuls liegt danach an Klemme 1 von G_5. Weiterhin wird der Eingangsimpuls von C_8, R_{20} differenziert und der Nadelimpuls durch G_1 negiert. Die positive Nadel triggert den Referenzgenerator mit T_1 und T_2, dessen Kippzeit mit R_5 genau auf die mittlere Impulslänge eingestellt ist. Der negative Referenzimpuls gelangt gleichzeitig mit dem positiven Kanalimpuls an die Eingänge 4 und 5 von G_4. Ist der Kanalimpuls länger als der Referenzimpuls, so entsteht an Klemme 6 von G_4 ein negativer Restimpuls. Ist der Kanalimpuls kürzer als der Referenzimpuls, so ergeben beide, über Klemme 1 und 2 von G_5 verglichen, am Ausgang 3 ebenfalls einen negativen Restimpuls. Es ist also gleich, ob der Kanalimpuls länger oder kürzer als der Vergleichsimpuls ist, an den Eingängen von G_6 wird dann immer ein der Knüppelstellung im Sender proportionaler negativer Restimpuls anliegen, der am Ausgang 6 von G_8 als positiver Steuerimpuls auftritt. Dieser Impuls steuert T_4 mehr oder weniger durch, so daß sich C_5 mehr oder weniger über T_4 entlädt. Der Restimpuls wird durch C_5 gedehnt. Bei mittlerem Restimpuls (Knüppel halb aus der Neutrallage ausgelenkt) kann sich C_5 über T_4 nur teilweise entladen. Damit ist T_5 nur zeitweise gesperrt, und T_6 sowie T_2 sind in dieser Zeit leitend. Die richtige Impulsdehnung stellt man mit R_{12} ein. Der Motor wird also mit einem zerhackten Gleichstrom gespeist. Die Gleichstromimpulse sind durch die Impulsdehnung um so länger, je länger der Restimpuls an G_8 liegt. Hat der Restimpuls seine volle Länge erreicht, dann fließt über T_3 ein »glat-

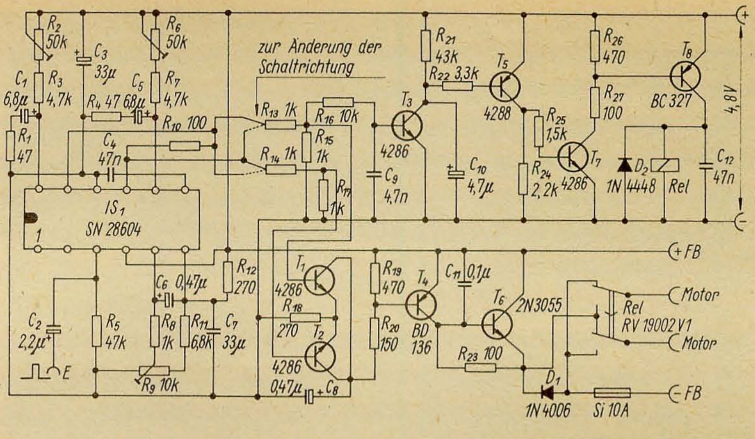

R_2 50k
C_3 33µ
R_6 50k
C_1 6,8µ
R_3 4,7k
R_4 47
C_5 68µ
R_7 4,7k
R_1 47
R_{10} 100
C_4 47n
IS_1 SN 28604
1
zur Änderung der Schaltrichtung
R_{13} 1k
R_{16} 10k
R_{14} 1k
R_{15} 1k
R_{17} 1k
T_3
4286
C_9 4,7n
R_{21} 43k
R_{22} 3,3k
T_5
4288
C_{10} 4,7µ
R_{26} 470
R_{27} 100
T_8
BC 327
R_{25} 1,5k
R_{24} 2,2k
T_7
4286
D_2 1N 4448
Rel
C_{12} 47n
4,8V
+
−
+FB
C_2 2,2µ
E
R_5 47k
C_6 0,47µ
R_8 1k
R_{11} 6,8k
C_7 33µ
R_9 10k
R_{12} 270
T_1 4286
R_{18} 270
T_2 4286
C_8 0,47µ
R_{19} 470
T_4 BD 136
R_{20} 150
C_{11} 0,1µ
T_6 2N3055
R_{23} 100
D_1 1N4006
Si 10A
−FB
Motor
Rel RV 19002 V1
Motor

Bild 3.85
Fahrtregler mit Umpolaggregat in teilintegrierter Schaltungsausführung (Anlage: *Microprop*)

ter« Gleichstrom. Sind Kanal- und Referenzimpuls gleich lang, so gelangt weder an Klemme 5 noch an Klemme 4 von G_8 ein Restimpuls, d. h., T_4 ist gesperrt, und C_5 kann sich über R_{11}, R_{12} und T_1 voll positiv aufladen. Damit werden T_6 leitend und T_8, T_2 und auch T_3 gesperrt; durch den Motor kann kein Strom fließen. Es ist also ganz gleich, ob man den Steuerknüppel am Sender aus der Mittellage in die eine oder andere Richtung schwenkt, der Motor wird von längenproportionalen Gleichstromimpulsen gleicher Polarität angetrieben.

Wie funktioniert nun die Drehrichtungsumkehr für Vor- und Rückwärtsfahrt? G_6 und G_7 sind als RS-Flip-Flop geschaltet. Das Flip-Flop schaltet nur dann um, wenn der Differenzimpuls von Klemme 10 zu Klemme 13, oder umgekehrt, wechselt, also zu dem Zeitpunkt, wenn der Steuerknüppel am Sender durch die Neutrallage bewegt wird. Das Flip-Flop steuert den Transistor T_3, in dessen Kollektorkreis das Umschaltrelais liegt. Das Flip-Flop untersetzt die Impulswechsel zwischen den Klemmen 10 und 13 im Verhältnis 2 : 1. Das Relais zieht also immer nur beim zweiten Impulswechsel an. Damit ist gesichert, daß es angenommen beim Wechsel von Kommando »Vorwärts« zu »Rückwärts« anzieht und damit die Klemmenspannung für den Motor umpolt. Bei Kommandowechsel von »Rückwärts« zu »Vorwärts« fällt das Relais wieder ab und bleibt so lange abgefallen, wie der Steuerknüppel in Stellung »Vorwärts« verharrt. Die in der Knüppelstellung »Vorwärts« am entsprechenden Eingang des Flip-Flop anliegenden Restimpulse verändern dessen Schaltzustand nicht. Das Flip-Flop schaltet erst wieder um und bringt damit das Relais zum Anziehen, wenn am anderen Steuereingang ein oder mehrere Impulse auftreten. Besonders vorteilhaft ist, daß das Relais den Fahrakkumulator im stromlosen Zustand umpolt. Dadurch kann man auf Entstörmaßnahmen am Relais verzichten, und die Kontakte werden geschont.

Beim Fahrtregler der Anlage *Microprop* wird, wie auch bei dem Segelwindenverstärker, die vollintegrierte Servoelektronik *SN 28604* verwendet (Bild 3.85). Der obere Schaltungszweig

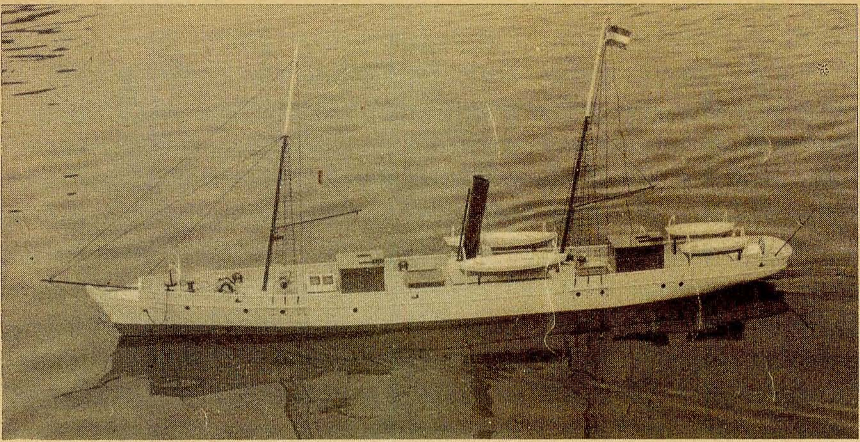


Bild 3.86
Modell einer Dampfjacht um 1910

steuert das Umpolrelais Rel des Fahrmotors. Im Ruhezustand sind alle Transistoren dieses Zweiges gesperrt, und das Relais ist abgefallen. Das Relais zieht nur an und polt damit den Motor um, wenn am Anschluß 11 des IS eine positive Spannung anliegt. Der Anzugspunkt des Relais kann mit dem 10-kΩ-Einstellregler R_9 genau abgeglichen werden. Im unteren Schaltungszweig liegen die beiden Transistoren T_1 und T_2 (*4286*) parallel über den 1-kΩ-Widerständen R_{13} und R_{14} an den Anschlüssen 9 und 11 des IS, so daß dieser Zweig immer durchgesteuert wird, ganz gleich, ob Anschluß 9 oder 11 positiv wird. Die Transistoren T_1 und T_2 steuern den Treibertransistor T_4 (*BD 136*) und dieser die Endstufe mit dem Transistor *2N 3055*. Der Endstufentransistor ist bis 24 V und 10 A belastbar. Er ist auf dem Gehäuse des Fahrtreglers montiert, das gleichzeitig als Kühlfläche dient. Die Schaltrichtung des Fahrtreglers läßt sich umkehren, indem die Anschlüsse 9 und 11 am IS getauscht werden.

Hauptanwendungsgebiete des Fahrtreglers sind die Fahrmotorsteuerungen von Auto- und Schiffsmodellen (Bild 3.86).

Fahrtregler (Zusatz zum Servo)

Die Einsatzmöglichkeiten vorhandener Servos können durch einfache Zusatzgeräte wesentlich erweitert werden. Zum Beispiel wird durch den Relaiszusatz zum Servoverstärker (s. Bild 3.78) die Servoelektronik zur Steuerung größerer Leistungen (Segelwinde) ausgenutzt. Mit Hilfe einer weiteren einfachen Zusatzbaustufe kann das Servo auch zur stufenlosen Regelung der Drehzahl bzw. des Drehmoments des Antriebsmotors eines Modells verwendet werden. Die Fahrtreglerbaustufe (Bild 3.87) enthält die Funktionsgruppen astabiler Multivibrator (T_1, T_2) und Leistungsstufe (T_3, T_4). Über eine mechanische Verbindung (Steuerstange, Bowdenzug o. ä.) verstellt der Steuerschieber oder die Steuerscheibe des Servos den Schleifer von R_1. Die mechanisch einfachste Lösung erhält man, wenn für R_1 ein Flachbahnregler verwendet wird. Potentiometer sind für R_1 ebenfalls geeignet. Mit R_1 stellt man die Taktzeit des astabilen Multivibrators (T_1, T_2) ein. Durch Spreizung des Stellbereichs

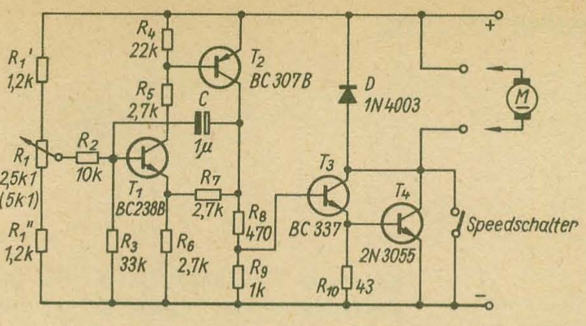
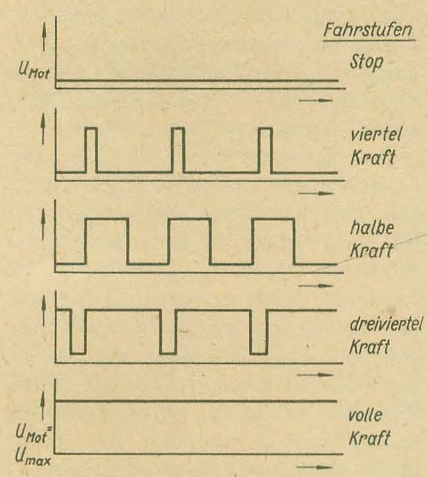


Bild 3.87
Fahrtregler (Zusatz zum Servo); a — Stromlaufplan, b — Diagramm der Klemmenspannung am Motor bei verschiedenen Fahrstufen



mit R_1' und R_1'' kann dieser genau auf den Servostellweg abgestimmt werden. Er wird in der Weise eingestellt, daß der astabile Multivibrator in der einen Servoendstellung aussetzt (T_1, T_2 gesperrt) und damit auch T_3 und T_4 gesperrt sind. Durch den Fahrmotor fließt dann kein Strom, das entspricht der Fahrstufe »Stop«. Bei der anderen Servoendstellung sollen beide Transistoren T_1 und T_2 leitend und damit auch T_3 und T_4 voll durchgesteuert sein. Das entspricht der Fahrstufe »volle Kraft voraus«. Um bei der Fahrstufe »volle Kraft voraus« die gesamte Batteriespannung für den Antrieb zu nutzen, wird der Spannungsabfall über T_4 durch den Speedschalter kurzgeschlossen. Der Speedschalter sollte ein hochbelastbarer Mikro- bzw. Sprungschalter sein, der erst kurz vor Servoendausschlag schaltet (Trimmhebel am Sender benutzen!). Zwischen den Betriebsfällen »gesperrt« und »voll durchgeschaltet« arbeiten T_1, T_2 als astabiler Multivibrator. Die Länge der gelieferten Impulse hängt von der Schleiferstellung an R_1 ab (Bild 3.87b). Diese stufenlos einstellbaren Impulse steuern über T_3 den Leistungstransistor T_4 und damit den Motorstrom. Drehzahl bzw. Drehmoment des Antriebsmotors sind also zwischen den Werten Null und Maximum stufenlos einstellbar. Der Motorstrom ist ein pulsierender Gleichstrom. Das hat den Vorteil, daß er einen besseren Anlauf des Motors bei kleinen Fahrstufen gewährleistet als ein »glatter« Gleichstrom und den Endstufentransistor T_4 thermisch nicht so hoch belastet. Für den Aufbau des Fahrtreglerzusatzes gelten die bereits gegebenen Hinweise. Selbst bei Verwendung eines Speedschalters muß der Transistor T_4 gut gekühlt sein, da in Teillastbereichen eine größere Verlustwärme auftritt als bei Vollast.

4. Kommandoübertragung

4.1. Allgemeines

Grundbedingung für die Fernsteuerung von Modellen ist die drahtlose Kommandoübertragung, die erst die freie Beweglichkeit des Modells unabhängig vom Standort des Piloten ermöglicht. Zur drahtlosen Kommandoübertragung sind im Prinzip alle physikalischen Felder, mit deren Hilfe Nachrichten übermittelt werden können, geeignet, ganz gleich, ob es sich dabei um elektromagnetische Felder oder Schallfelder handelt. Die Randbedingungen der Modellfernsteuerung, wie sichere Kommandoübertragung mit günstigem Wirkungsgrad innerhalb der Reichweitezone von etwa 1 000 m bei vertretbarem Kostenaufwand, schließen die Anwendung einiger Übertragungsverfahren von vornherein aus.

In der Praxis konnte sich nur die HF-Kommandoübertragung innerhalb der gesetzlich genehmigten Frequenzbereiche durchsetzen. Daß auch dabei durchaus echte Probleme zu lösen sind, zeigten die Ausführungen in Abschnitt 2.3. Die anderen Übertragungsarten, wie magnetisches Streufeld, Licht oder Ultraschall, haben sich bisher wegen ihres schlechten Wirkungsgrades und der geringen Reichweite nicht allgemein durchgesetzt. Da sie aber für bestimmte Experimente zur Fernsteuerung im Nahbereich (10 m) von Interesse sind, wird darauf kurz eingegangen. Die Kommandoübertragung mittels Ultraschalls fand einen breiten Anwendungskreis bei der Fernbedienung von Fernsehapparaten. Für die Amateure ist auf diesem Gebiet also noch einiges Neuland zu erschließen. Zusammen mit den besprochenen Baugruppen zur Kommandokodierung und -dekodierung können durchaus interessante Lösungen gefunden werden.

Das Schwergewicht der folgenden Ausführungen wird aber auf den Verfahren der HF-Übertragung liegen. Die HF-Übertragung ist trotz der bereits erörterten technischen Probleme im Laufe der Jahre von der Industrie und den Amateuren soweit entwickelt worden, daß sie heute einen sehr hohen Entwicklungsstand erreicht hat. Diese Tatsache ist allein schon daran zu erkennen, daß sich bei der Kommandokodierung wenige Schaltungsvarianten praktisch als Standardschaltung durchgesetzt haben und daß das gleiche auch für die Baugruppen der Kommandoübertragung festgestellt werden kann.

4.2. HF-Übertragung

Mit der Landfunkordnung sind strenge Bestimmungen erlassen worden, die der Amateur beim Errichten und Betreiben von Modellfernsteueranlagen unbedingt einhalten muß. Ferner muß er aber auch die besonderen technischen Probleme beachten, die beim Betrieb von Modellfernsteueranlagen auftreten. Die wesentlichen Probleme sind in Abschnitt 2.3. genannt worden. Die Landfunkordnung und die prakti-

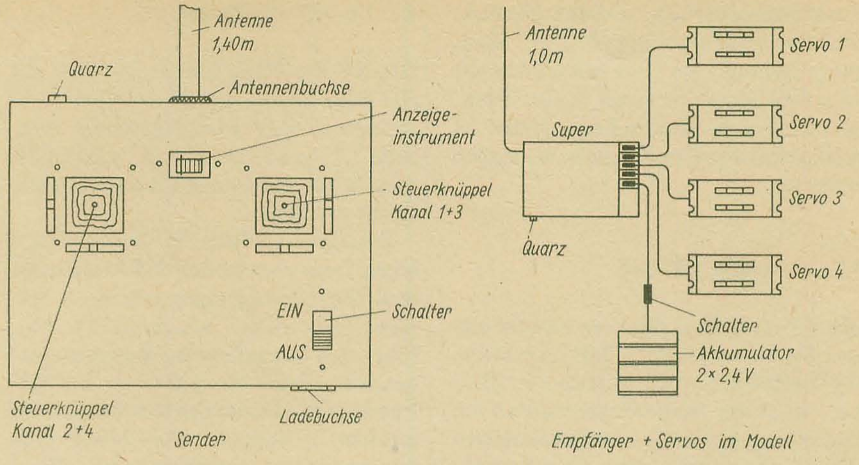

Antenne
1,40m
Quarz
Antennenbuchse
Anzeige-
instrument
Steuerknüppel
Kanal 1+3
EIN
AUS
Schalter
Steuerknüppel
Kanal 2+4
Ladebuchse
Sender
Antenne
1,0m
Super
Quarz
Servo 1
Servo 2
Servo 3
Servo 4
Schalter
Akkumulator
2×2,4 V
Empfänger + Servos im Modell

Bild 4.1
Bestandteile einer Modellfernsteueranlage

schen Bedingungen der Modellfernsteuerung bilden damit den Rahmen, in dem sich der Amateur bewegen kann. Daß auch dieser zunächst recht eng erscheinende Rahmen eine Vielzahl technischer Lösungsmöglichkeiten zuläßt, wird im Folgenden zu zeigen sein.

Die Fernsteueranlage besteht aus dem Sender und dem im Modell eingebauten Empfänger mit Batterie sowie Aufschalteinrichtung (Bild 4.1). Die Senderelektronik (Impuls- und HF-Teil) wird heute zusammen mit der Batterie und den Kommandogebern (Steuerknüppel) in einem handlichen Gehäuse untergebracht. Die Entwicklung der Leistung der Sender-HF-Teile ging von Anfang der 60er Jahre von einigen 10 mW (Ge-Transistoren) bei Tip-Anlagen bis zu etwa 600 mW gegen Ende der 60er Jahre bei Digitalanlagen und liegt 1974 bei etwa 1 W. Die Steigerung der Sendeleistung ist einerseits durch die Entwicklung geeigneter Si-Transistoren ermöglicht worden, aber im Interesse einer verbesserten Störsicherheit (höheres Nutz-/Störspannungs-Verhältnis) auch erforderlich gewesen. Andererseits steht dem als Nachteil gegenüber, daß derartige Hochleistungssender eine entsprechende Batteriekapazität erfordern und selbst damit nur auf relativ kurze Betriebszeiten (500 mAh – NK-Akkumulator ≙ 2 Stunden Betriebszeit) kommen.

In der Weise, wie die Entwicklung auf der Senderseite zu hohen Leistungen und geringer Bandbreite bei Digitalanlagen ging, ist der bewährte Pendelaudionempfänger immer mehr vom schmalbandigen Superhetempfänger abgelöst worden. Die Praxis des Modellbetriebes erforderte einfach den Parallelbetrieb von Fernsteueranlagen, denn es gibt gar nicht so viel geeignete Gewässer oder Modellfluggelände (Hänge oder Wiesen), daß jeder Amateur seine Anlage allein betreiben könnte. Dagegen wird es ja auch erst in der Gemeinschaft beim Wettbewerb der Modelle so richtig interessant. Einige Modellsportveranstaltungen, z. B. Modellregatten, sind überhaupt nur mit Superhetanlagen auszutragen. Deswegen gehört das Pendelaudion noch lange nicht zum alten Eisen, denn seine Vorzüge (einfacher Aufbau, hohe

Funktionssicherheit, geringe Kosten) sind nach wie vor unbestritten. Mancher Amateur wird auch heute noch mit dem Pendelaudion seine ersten Fernsteuerversuche unternehmen, daher ist es auch bei den Empfängerschaltungen vertreten.

4.2.1. Sender-HF-Teil

Der HF-Teil eines Senders besteht aus den Funktionsgruppen HF-Oszillator, HF-Verstärker und Modulator (Bild 4.2). In dieser Reihenfolge werden die Funktionsgruppen an bewährten Schaltungen näher betrachtet. Die besprochenen HF-Teil-Schaltungen bilden in der Regel die Ergänzungen zu den Kommandokodierungsschaltungen in Abschnitt 3. Die Schaltungen für den Frequenzbereich 433 MHz mögen als Anregung für eigene Arbeiten der Amateure auf diesem Gebiet dienen. Für diesen Frequenzbereich gibt es zur Zeit (1975) nur eine serienmäßig hergestellte Fernsteueranlage (s. a. Abschnitt 8.1.5.). Für den Frequenzbereich 13,56 MHz lassen sich prinzipiell alle Schaltungen für den 27,12-MHz-Bereich verwenden, wenn man die HF-Schwingkreise entsprechend umdimensioniert. Aus den bereits erläuterten Gründen werden daher die Schaltungen für das 27,12-MHz-Band den größten Raum einnehmen.

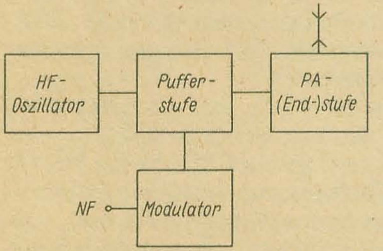


Bild 4.2
Übersichtsschaltplan des Sender-HF-Teils

4.2.1.1. HF-Oszillator

Der HF-Oszillator hat die Aufgabe, die HF-Schwingung mit der Frequenz entsprechend der Frequenztabelle (Tabelle 2.2. bzw. Tabelle 2.3., s. S. 20/21) mit der erforderlichen Frequenzstabilität zu erzeugen.

Prinzipiell gelten für den Entwurf eines frequenzstabilen HF-Oszillators ähnliche Überlegungen wie beim NF-Generator (s. a. Abschnitt 3.). Nur führt das Verhalten der Bauelemente, besonders der Transistoren im HF-Verstärker, zu anderen schaltungstechnischen Lösungen. Für einen freischwingenden Oszillator im Fernsteuersender ist dessen Frequenzstabilität von entscheidender Bedeutung. Der Amateur muß daher genaue Kenntnisse über die für die Frequenzkonstanz des HF-Oszillators entscheidenden Faktoren haben. Das ist einmal wichtig, um beim Eigenbau von Fernsteueranlagen Fehler von vornherein auszuschließen, zum anderen aber auch, um bei der Reparatur und Handhabung der Fernsteueranlage richtig zu verfahren. Der HF-Oszillator im Sender und auch im Super soll über längere Zeit bei wechselnder Umgebungstemperatur (– 10 °C bis + 40 °C), wechselnder Luftfeuchtigkeit und veränderlicher Speisespannung mit hoher Frequenzkonstanz $\frac{\Delta f}{f} = 10^{-4}$ bis 10^{-5}) arbeiten. Die Frequenzkonstanz des HF-Oszillators wird beeinflußt durch die Änderung der Parameter, des Transistors und der Bauelemente, besonders der Schwingkreisbauelemente, sowie der Belastung.

Die durch den Transistor hervorgerufene Frequenzänderung wird durch Speisespannungs- und Temperaturänderung verursacht. Je nach Schaltung liegen die Transistorkapazitäten (Kollektor-Basis-Kapazität und Basis-Emitter-Kapazität) parallel oder in Reihe zum Schwingkreis. Beide hängen aber in starkem Maße von der Speisespannung und damit vom Arbeitspunkt ab. Daher ist die Schaltung in der Weise auszulegen, daß ihr Einfluß auf den Schwingkreis möglichst klein ist und ihre Änderung durch eine gute Arbeitspunktstabilisierung und möglichst gleichbleibende Speisespannung in engen Grenzen gehalten wird. Für den Oszillatortransistor soll daher möglichst die f_T-Grenzfrequenz fünf- bis zehnmal größer als die Schwingfrequenz sein. Der Temperatureinfluß auf den Transistor läßt sich weitgehend durch eine gute Arbeitspunktstabilisierung (feste Basisvorspannung, großer Emitterwiderstand) kompensieren.

Aus der gleichen Überlegung heraus hält man die innere Erwärmung des Oszillatortransistors durch Einstellung auf kleine Verlustleistungen ebenfalls gering. Bei Fernsteuersendern sind Kollektorströme von 5 bis 10 mA üblich, wobei der Si-Transistor wegen seines temperaturstabilen Arbeitens im Oszillator dem Ge-Transistor vorzuziehen ist. Die Belastung des Oszillators hält man dadurch gering, indem er an die folgende Verstärkerstufe nur lose angekoppelt wird. Um höhere HF-Sendeleistungen (0,5 bis 1 W) zu erzielen, sieht man in der Regel eine Treiberstufe vor. Der Temperatureinfluß auf die Schwingkreisbauelemente läßt sich durch einen stabilen Aufbau (Wärmeausdehnung der Spule) und geeignete Wahl der Bauelemente mit entsprechenden Temperaturkoeffizienten reduzieren. Bei sorgfältiger Auswahl und Auslegung von Spule und Kondensator (stabile Luftspule, Keramikkondensator mit kleinem Temperaturkoeffizienten oder Luftkondensator) können HF-Oszillatoren aufgebaut werden, deren Frequenzstabilität den Anforderungen der Fernsteuerpraxis und der Landfunkordnung genügt. Neben dem Temperaturgang des Oszillatorschwingkreises ist besonders die Schwingkreisgüte zu beachten. Die Frequenzstabilität wird um so besser sein, je höher die Schwingkreisgüte ist, und dabei wiederum die Spulengüte. Zum Schutz gegen äußere Einflüsse wird der LC-Oszillator in ein allseitig abgeschirmtes Gehäuse eingebaut.

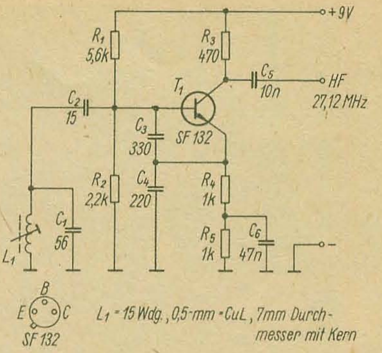


Bild 4.3
Frequenzkonstanter LC-Oszillator

Der Stromlaufplan eines nach diesen Gesichtspunkten ausgelegten freischwingenden LC-Oszillators ist in Bild 4.3 wiedergegeben. Für einfache Experimente bzw. Senderaufbauten ist dieser Oszillator durchaus geeignet. Bei sachgemäßem Aufbau kann eine Frequenzkonstanz von $\frac{\Delta f}{f} \approx 10^{-3}$ erzielt werden.

Sind höhere Frequenzstabilitäten notwendig, so müssen als frequenzbestimmende Bauelemente Schwingquarze verwendet werden. Die Mehrfachnutzung des 27,12-MHz-Bandes (s. a. Tabelle 2.2. und Tabelle 2.3., s. S. 20/21) erfordert nicht nur eine Frequenzkonstanz von $\frac{\Delta f}{f} \approx 10^{-5}$,

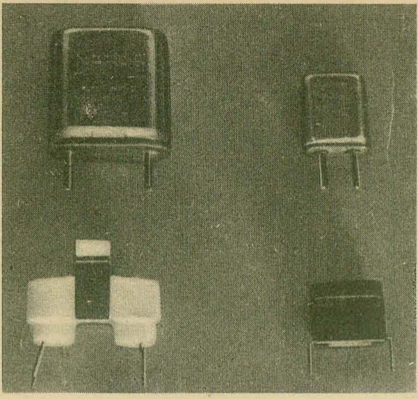


Bild 4.4
Schwingquarz in Metallhalter *HC – 6/U* und in Subminiaturmetallhalter *HC – 25/U*

sondern bietet außerdem auch die Möglichkeit des einfachen HF-Kanalwechsels. Beides erreichen Amateure nur mit quarzstabilisierten HF-Oszillatoren. Aus diesem Grund hat sich der quarzstabilisierte HF-Oszillator in den Modellfernsteueranlagen allgemein durchgesetzt. Diese Entwicklung ist noch durch die Herstellung von Schwingquarzen in Metallhaltern unterstützt worden, wie sie in Handfunksprechgeräten eingesetzt werden (Bild 4.4).

Das Verhalten des Schwingquarzes entspricht dem eines elektrischen Resonanzkreises mit sehr hoher Resonanzgüte ($Q = 10^4$ bis 10^6). Für den Schwingquarz läßt sich ein Ersatzschaltbild nach Bild 4.5 angeben. Darin bilden L_1 (große Induktivität) und C_1 (entsprechend kleine Kapazität) einen Reihenschwingkreis mit dem Verlustwiderstand R_1. C_0 ist die Quarzhalterungskapazität. Eine solche Ersatzschaltung hat zwei Resonanzstellen.

$$f_s = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L_1 \cdot C_1}} \tag{18}$$

ist eine Reihenresonanzstelle und

$$f_p = \frac{1}{2 \cdot \sqrt{L_1 \cdot \dfrac{C_1 \cdot C_0}{(C_1 + C_0)}}} \tag{19}$$

eine Parallelresonanzstelle. Ferner gilt

$$f_p \approx f_s \cdot \left(1 + \frac{C_1}{2 \cdot C_0}\right). \tag{20}$$

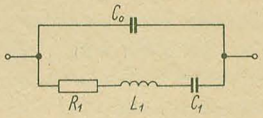
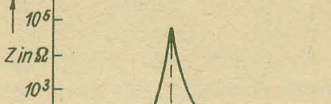


Bild 4.5
Ersatzschaltbild des Schwingquarzes

Bei Parallelresonanz durchläuft die Impedanz nach Bild 4.6 ein Maximum und bei Reihenresonanz ein Minimum. Beide Resonanzstellen werden in Oszillatorschaltungen zur Frequenzstabilisierung ausgenutzt. Um die frequenzstabilisierenden Eigenschaften des Schwingquarzes voll auszunutzen, legt man die Schaltungen in der Weise aus, daß Schalt-, Streu- und Transistorkapazitäten die Impedanz des Quarzes möglichst wenig beeinflussen. Durch Zuschaltung (in Reihe oder parallel) von Kapazitäten zum Schwingquarz kann die Nennfrequenz um einen gewissen Betrag »gezogen« werden. Dieses »Ziehen« der Schwingfrequenz

Bild 4.6
Impedanzverlauf des Schwingquarzes



nutzt man dann zur Frequenzmodulation des Fernsteuersenders aus. Für die gezogene Frequenz f_0 des Schwingquarzes gilt

$$f_0 \approx f_P \cdot \left(1 + \frac{C_1}{2\,(C_0 + C_P)}\right) \qquad (21)$$

für C_p parallel zu C_0. Für den gezogenen Quarz gilt $f_p \approx f_s$, da sich beide Resonanzstellen durch das »Ziehen« einander sehr stark nähern. In Parallelresonanz werden hauptsächlich Grundwellenquarze für den Bereich von 100 bis 20000 kHz erregt. Für den Frequenzbereich von 20 bis 50 MHz stellt man nur Oberwellenquarze her, die auf der 3. Oberwelle schwingen.

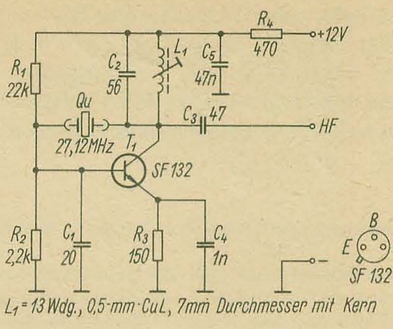


Bild 4.7
Quarzoszillator für 27,12 MHz (Quarz zwischen Kollektor und Basis)

Oberwellenquarze werden vorwiegend in Reihenresonanz erregt. Die Schaltungsauslegung für Reihenresonanz erfordert einen höheren Aufwand, denn zur Erregung benötigt der Oberwellenquarz einen auf die Resonanzfrequenz abgestimmten Resonanzkreis. Diese Schaltungsart ist dagegen weitgehend unabhängig von äußeren Einflüssen und erreicht deshalb eine hohe Frequenzkonstanz. Ein abgestimmter Schwingkreis im Quarzoszillator bringt außerdem noch folgende Vorteile:

– Es werden mit Sicherheit Störschwingungen und Nebenfrequenzen vermieden,

– der Ziehbereich des Quarzes wird vergrößert und

– der Quarz schwingt sicherer an.

Die Quarzoszillatorschaltung nach Bild 4.7 ist gewissermaßen die Standardschaltung für Modellfernsteueranlagen. Wegen ihrer entscheidenden Vorzüge, wie hohe Schwingsicherheit, hoher Wirkungsgrad, temperaturstabiles Verhalten und geringer Bauelementeaufwand, wird sie in fast allen bekannten Sender- und auch Superschaltungen verwendet. Um das einwandfreie Arbeiten zu gewährleisten, müssen jedoch einige Gesichtspunkte berücksichtigt werden. Der Oszillator soll je nach Quarzfrequenz in allen zwölf Fernsteuerkanälen gleich gut schwingen (Tabelle 4.1.). Daher muß der Schwingkreis L_1, C_2 genügend breitbandig und auf Bandmitte abgestimmt sein. Der Arbeitspunkt wird mit R_1, R_2 eingestellt, wobei der Querstrom durch den Spannungsteiler etwa $10 \cdot I_B$ betragen sollte. Der temperaturstabilen Arbeitspunkteinstellung dient ferner die Emitterkombination R_3, C_4. Die einem Oszillator maximal entziehbare Leistung ist durch die Größe des über den Quarz fließenden HF-Stromes (Zerstörung) begrenzt. Ein zu großer HF-Strom erwärmt den Kristall und beeinflußt damit die Frequenzstabilität negativ. Deshalb wird der Oszillator möglichst für eine kleine HF-Leistung (aber hohe Schwingsicherheit) ausgelegt und mit verringerter Betriebsspannung betrieben. Die erforderliche HF-Leistung erzeugt man in den nachfolgenden Verstärkerstufen. Die Transistorparameter sollen den Schwingkreis L_1, C_2 möglichst wenig beeinflussen, daher wird C_2 mit 56 pF wesentlich größer als die Kollektor-Basis-Kapazität gewählt. Das *RC*-Glied R_4, C_5 entkoppelt außerdem den

Oszillator von den nachfolgenden Leistungsstufen. Durch C_1 erreicht man eine Gegenkopplung. Bei ausgesprochen schwingfreudigen HF-Transistoren sollte C_1 gegenüber dem angegebenen Wert vergrößert werden, damit der Oszillator mit allen 12 Kanalquarzen gleich gut schwingt. Wird für T_1 ein anderer Typ verwendet, so ist der Wert für C_1 experimentell neu zu ermitteln.

Tabelle 4.1. Bezeichnungssystem für Schwingquarze

Dieses Bezeichnungssystem wird für alle Schwingquarze des Kombinats VEB *NARVA* mit Metallhaltern benutzt. Es sind dies die Typen mit den Frequenzbereichen 200 bis 500 kHz, 1000 bis 3000 kHz, 1000 bis 20000 kHz und 8000 bis 20000 kHz im Subminiaturmetallhalter sowie die Oberwellenquarze 20 bis 140 MHz.

Beispiel:	Q D S	2 A S	TGL 11771	27,120 MHz
	1 2 3	4 5 6	7	8

Zu 1: Kennbuchstabe »Q« für Schwingquarze

Zu 2: Kennbuchstabe für Art des Schwingers

Schwingungsart	Kennbuchstabe
Biegungsschwinger	B
Längsschwinger	L
Flächenscherschwinger	F
Dickenscherschwinger	D

Zu 3: Kennbuchstabe für die Anschlußart

Stiftanschluß (steckbar)	S
Lötanschluß	L

Zu 4: Kennziffer für Arbeitstemperatur oder Arbeitstemperaturbereich

Arbeitstemperaturbereich Arbeitstemperatur	Kennziffer
—55 °C bis +90 °C	1
—20 °C bis +70 °C	2
0 °C bis +60 °C	3
+75 °C ± 3 grd	4
+70 °C ± 3 grd	5
+60 °C ± 3 grd	6
+50 °C ± 3 grd	7
+25 °C ± 3 grd	8

Zu 5: Kennbuchstabe für die Frequenztoleranz $\frac{\Delta f}{f}$

Frequenztoleranz	Kennbuchstabe
$\pm 200 \cdot 10^{-6}$	A
$\pm 100 \cdot 10^{-6}$	B
$\pm 75 \cdot 10^{-6}$	C
$\pm 50 \cdot 10^{-6}$	D
$\pm 30 \cdot 10^{-6}$	E
$\pm 20 \cdot 10^{-6}$	F
$\pm 10 \cdot 10^{-6}$	G

Zu 6: Kennziffer für Lastkapazität C_L bei Abgleich in Parallelresonanz

30 pF	3
50 pF	5
100 pF	10
150 pF	15
200 pF	20
250 pF	25
300 pF	30

Kennbuchstabe für Abgleich in Serienresonanz
Filterquarz F Steuerquarz S

Zu 7: Nummer des Standards

TGL 11767 Flächenscherschwinger	200 bis 400 kHz in Metallhalter
TGL 11769 Dickenscherschwinger	1000 bis 3000 kHz in Metallhalter
TGL 11770 Dickenscherschwinger	800 bis 20000 kHz in Metallhalter
TGL 11771 Dickenscherschwinger	20 bis 100 MHz in Metallhalter

Frequenzbereich 20 ... 60 MHz
Schwingquarze QD (Dickenscherschwinger)

Abbildung:	1 und 2
Anschlußart:	SL
Masse:	≈ 5 g
Standard:	TGL 11771
Statische Parallelkapazität:	max 7 pF
Isolationswiderstand:	min 500 MΩ
Belastung:	20 bis 30 MHz 4 mW 30 bis 60 MHz 2 mW

Frequenztoleranz (Vorzugswerte):

Arbeitstemperatur	Frequenztoleranz
−20 °C bis +70 °C	$\pm 50 \cdot 10^{-6}$
0 °C bis +60 °C	$\pm 50 \cdot 10^{-6}$
+75 °C ± 3 grd	$\pm 30 \cdot 10^{-6}$
+70 °C ± 3 grd	$\pm 30 \cdot 10^{-6}$
+60 °C ± 3 grd	$\pm 30 \cdot 10^{-6}$
+50 °C ± 3 grd	$\pm 30 \cdot 10^{-6}$
+25 °C ± 3 grd	$\pm 30 \cdot 10^{-6}$

Schwingquarze QD, Frequenzbereich 20 bis 60 MHz werden in der 3. Harmonischen (3. Oberwelle) angeregt und als Steuerquarze in Oszillatorschaltungen als frequenzbestimmendes Bauelement eingesetzt. Sie sind in einem luftdicht verlöteten Metallhalter untergebracht.

Schwingquarze QD (Dickenscherschwinger) im Subminiaturmetallhalter

Abbildung:	3
Anschlußart:	SL
Statische Parallelkapazität:	max 7 pF
Isolationswiderstand:	min 600 MΩ
Belastung:	20 bis 30 MHz 4 mW 30 bis 60 MHz 2 mW

Frequenztoleranz (Vorzugswerte):

Arbeitstemperatur	Frequenztoleranz
−20 °C bis +70 °C	$\pm 50 \cdot 10^{-6}$
0 °C bis +60 °C	$\pm 50 \cdot 10^{-6}$
+75 °C ± 3 grd	$\pm 30 \cdot 10^{-6}$
+70 °C ± 3 grd	$\pm 30 \cdot 10^{-6}$
+60 °C ± 3 grd	$\pm 30 \cdot 10^{-6}$
+50 °C ± 3 grd	$\pm 30 \cdot 10^{-6}$
+25 °C ± 3 grd	$\pm 30 \cdot 10^{-6}$

Schwingquarze QD, Frequenzbereich 20 bis 60 MHz im Subminiaturmetallhalter werden in der 3. Harmonischen (3. Oberwelle) angeregt und als Steuerquarze in Oszillatorschaltungen als frequenzbestimmendes Bauelement eingesetzt. Die Schwingquarze sind in einem luftdicht verlöteten Metallhalter untergebracht.

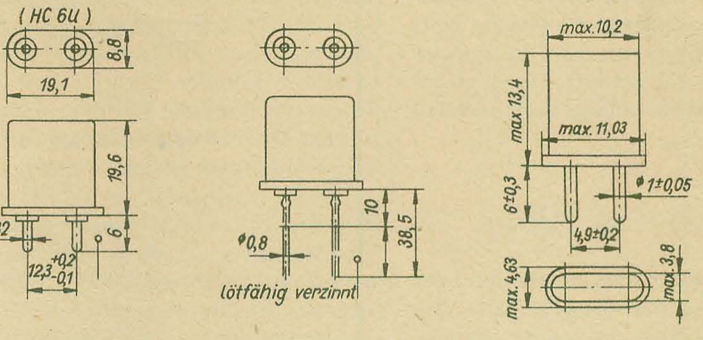

Metallhalter, luftdicht verlötet

Abb. 1
Steckausführung (S)
(HC 6U)

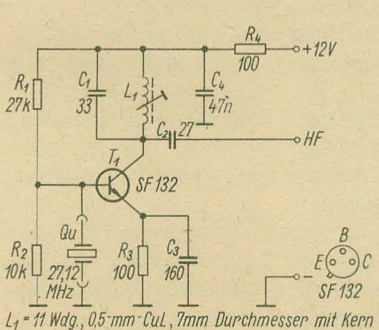
Abb. 2
Lötausführung (L)
(HC 6U)

Abb. 3
Subminiaturmetallhalter, steckbar *(HC 25U)*

(HC 6U)
8,8
19,1
19,6
6
ϕ1,32
12,3 +0,2 -0,1
ϕ0,8
10
38,5
lötfähig verzinnt
max.10,2
max 13,4
max.11,03
6±0,3
ϕ1±0,05
4,9±0,2
max.4,63
max.3,8

Die Schaltung nach Bild 4.8 ist ebenfalls sehr einfach aufgebaut und wird allen Forderungen des Fernsteuerbetriebes gerecht. Für ihren Aufbau und die Auslegung gelten ähnliche Überlegungen wie für die Schaltung nach Bild 4.7. Ein Vergleich mit dem *LC*-Oszillator nach Bild 4.3 läßt die direkte Verwandtschaft der beiden erkennen. Der frequenzbestimmende Schwingkreis L_1, C_1 der Schaltung nach Bild 4.3 ist durch den Schwingquarz und das aufwendige Gegenkopplungsnetzwerk in der Emitterleitung durch eine einfache *RC*-Kombination ersetzt worden.

Bild 4.8
Quarzoszillator für 27,12 MHz (Quarz zwischen Basis und Masse)



R4
100
+12V
R1
27k
C1
33
L1
C4
47n
C2
27
HF
T1
SF132
Qu
27,12 MHz
R2
10k
R3
100
C3
160
B
E
C
SF132
L1 = 11 Wdg., 0,5-mm-CuL, 7mm Durchmesser mit Kern

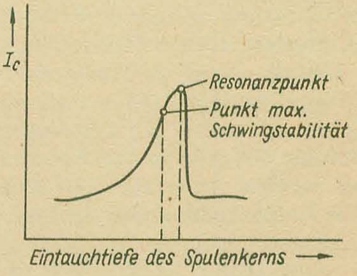


Bild 4.9
Abgleichkurve des Quarzoszillators

Um die sichere Funktion des Senders zu gewährleisten, wird der Oszillator auf den Punkt maximaler Schwingsicherheit eingestellt (s. a. Bild 4.9). Stimmt man den Oszillator durch Eindrehen des Kernes in die Spule L_1 ab, so ändert sich der Kollektorstrom entsprechend der Kurve nach Bild 4.9. Es muß also das Maximum von I_c gesucht und der Kern dann um eine halbe Umdrehung zurückgedreht werden. Wegen der breitbandigen Auslegung des Oszillators darf die Resonanzstelle nicht sehr scharf ausgeprägt sein. Soll das ganze Fernsteuerband belegt werden, stimmt man auf Bandmitte ab, sonst auf den jeweils benutzten Kanal. Nach Einstellung auf maximale Schwingsicherheit wird mit allen Kanalquarzen (sofern vorhanden) die Stromaufnahme des Oszillators geprüft, und es muß dabei, ebenso wie beim Wiederanschalten der Betriebsspannung, annähernd der gleiche Wert eintreten. Sollte die Stromaufnahme um mehr als ± 1 mA differieren, ist die Arbeitspunkteinstellung entsprechend zu ändern.

4.2.1.2. HF-Leistungsverstärker

Wegen der Frequenzstabilität wird der HF-Oszillator nur wenig belastet. Die für die Modellfernsteuerung erforderliche HF-Leistung erzeugt man durch nachgeschaltete HF-Verstärker. Durch den Einsatz von Si-Transistoren konnte mit einstufigen HF-Verstärkern gearbeitet und dabei HF-Leistungen von 500 bis 600 mW an der Antenne erzeugt werden. In letzter Zeit ging aber die Entwicklung moderner Fernsteueranlagen eindeutig in Richtung eines verbesserten Senderwirkungsgrades und weiter gesteigerter HF-Leistungen. 1974 lagen die HF-Leistungen industrieller Fernsteueranlagen bereits bei 1 W (*Varioprop 8 S*). Diese hohen HF-Leistungen werden in zweistufigen HF-Verstärkern erzeugt. Einerseits bieten sie zwar eine Sicherheitsreserve durch das günstigere Nutz-/Störspannungs-Verhältnis, andererseits verringern sie jedoch auch erheblich die Betriebszeit des Senders bei gleicher Batteriekapazität. Selbst wenn der Amateur keinen Wert auf solche hohen HF-Leistungen legt und einen Kompromiß in bezug auf längere Senderbetriebszeit mit einer Akkumulatorladung anstrebt, sind zweistufige HF-Verstärker für den Nachbau vorteilhaft. Der Oszillator ist geringer belastet, es wird mit nur geringem Leistungsbedarf in der Treiberstufe moduliert, und durch die Funktionstrennung von HF-Erzeugung, HF-Verstärkung und Modulation auf drei Stufen kann jede Stufe optimal eingestellt werden. Mit der Einstellung der Arbeitspunkte und der Stufenkopplungen kann man die abgegebene HF-Leistung in weiten Grenzen variieren. Ferner müssen bei einem dreistufigen HF-Teil nicht so strenge Qualitätsanforderungen an die HF-Transistoren gestellt werden.

Für die Auslegung von Treiber- und Endstufe gelten prinzipiell die gleichen Überlegungen. Deshalb werden sie auch gemeinsam besprochen. Treiber- wie auch Endstufen arbeiten als Großsignalverstärker. Großsignalverstärkung bedeutet, daß der Transistor bis zur Kollektor-Restspannung durchgesteuert wird. Je geringer die Kollektor-Restspannung, um so höher ist der Wirkungsgrad, mit dem die Verstärkerstufe arbeitet. Ein guter HF-Leistungstransistor hat weiterhin eine kleine Kollektor-Basis-Kapazität mit geringer Spannungsabhängigkeit. Die von einem Transistor abgebbare Ausgangsleistung ist nur von der Betriebsspannung U_B und vom Lastwiderstand R_L nach der Gleichung

$$P_{ab} = \frac{U_{CE}^2}{2 \cdot R_L}, \qquad (22)$$

mit $U_{CE} = U_B - U_{CErest}$, abhängig.

Bei der Auslegung einer Leistungsstufe sind folgende Transistorparameter genau zu beachten:

1. maximale Verlustleistung P_{tot},
2. maximaler Kollektorstrom I_{Cmax},
3. maximale Kollektorspannung U_{CEmax},
4. Eingangs- und Ausgangsimpedanz X_e und X_a,
5. HF-Stromverstärkung (f_T-Grenzfrequenz).

P_{tot} ist durch ausreichende Kühlung einzuhalten. I_{Cmax} entnimmt man den Datenblättern, ebenso U_{CEmax}. Bei Großsignalverstärkung gilt

$$U_B \leqq \frac{U_{CE}}{2}. \qquad (23)$$

Für X_e und X_a wird ein Berechnungsbeispiel angegeben. Für die HF-Stromverstärkung gilt etwa als Richtwert, daß HF-Leistungsstufen nur bis zur halben f_T-Grenzfrequenz betrieben werden sollen, da an dieser Stelle die Leistungsverstärkung bereits auf 12 dB abgesunken ist.

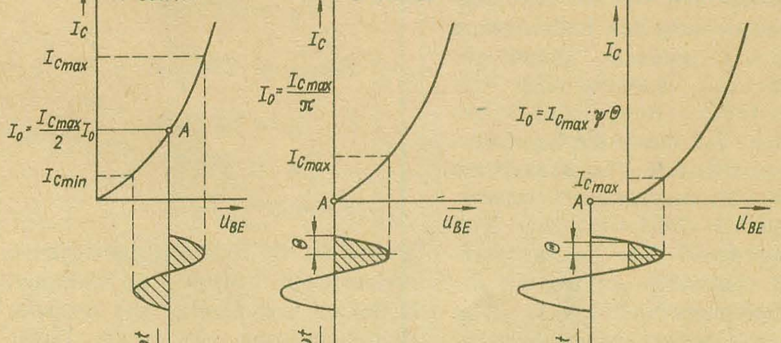
Bei einem HF-Leistungsverstärker wird eine hohe Verstärkung und ein guter Wirkungsgrad angestrebt, um u. a. die Kapazität der Stromquellen optimal zu nutzen. Der Transistor kann in A-, B- oder C-Betrieb arbeiten. Die Betriebsart wird durch den Stromflußwinkel Θ charakterisiert (Bild 4.10). Wenn Leistungen mit minimalen Verzerrungen verstärkt werden sollen, wählt man den A-Betrieb. Der theoretische Wirkungsgrad beträgt maximal 50%. Die im B-Betrieb auftretenden Verzerrungen können durch Gegentaktbetrieb vermieden werden. Der B-Verstärker benötigt eine sehr gute temperaturstabile Arbeitspunkteinstellung. Der theoretische Wirkungsgrad beträgt im B-Betrieb maximal 78,5%. Da der C-Betrieb einen theoretischen Wirkungsgrad von 89,7% ermöglicht, hat diese Betriebsart die größte Bedeutung für Leistungsverstärkerstufen erlangt. Die Verstärkung ist im C-Betrieb geringer als im A- oder B-Betrieb. Da ohne Ansteuerung der Stufe nur der Kollektor-Sperrstrom durch den Transistor fließt, besteht gute thermische Stabilität. Ein Nachteil des C-Betriebes ist der große Anteil von Oberwellen. Damit die postalischen Bestimmungen eingehalten werden, müssen abgestimmte Schwingkreise die unerwünschten Oberwellen unterdrücken und die Grundwelle aussieben. Dafür ist ein hohes Verhältnis von Q_0 (Schwingkreisgüte unbelastet) zu Q_L (Schwingkreisgüte belastet) anzustreben. Dieses Verhältnis ist entscheidend für einen hohen Schwingkreiswirkungsgrad:

$$\eta_{Kr} = 1 - \frac{Q_L}{Q_0}. \qquad (24)$$

Gleichzeitig werden mit den Eingangs- und Ausgangsnetzwerken die Stufen angepaßt. Der C-Betrieb führt zu einfachsten Schaltungsauslegungen. Die Vorspannung der Basis-Emitter-Strecke in Sperrichtung kann durch verschiedene Verfahren erzeugt wer-

Bild 4.10

Lage des Arbeitspunktes auf der I_C/U_{BE}-Kennlinie eines Transistors bei A-, B- und C-Betrieb



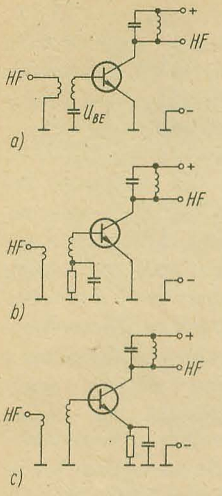


Bild 4.11
Schaltungsvarianten für Endstufen in C-Betrieb; a – mit Hilfsspannungsquelle, b – mit *RC*-Kombination in der Basisleitung, c – mit *RC*-Kombination in der Emitterleitung

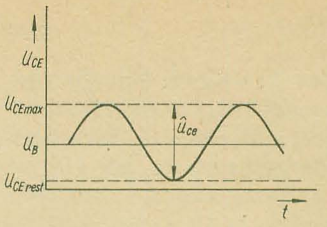


Bild 4.12
Spannung am Kollektor des Transistors bei Vollaussteuerung

den. Die Vorspannung der Basis durch eine zweite Spannungsquelle erscheint zwar einfach, ist in der Praxis aber ungebräuchlich (Bild 4.11a). Bei den Fernsteuersendern wird allgemein die Lösung nach Bild 4.11c, ein Widerstand in der Emitterleitung, angewendet. Der mit einem Kondensator überbrückte Emitterwiderstand (bei Fernsteuersenderendstufen 5 bis 10 Ω) bietet außerdem den Vorteil, über eine Spannungsmessung den Emitterstrom zu ermitteln (einfache Output-Anzeige). Bei der Auslegung einer Verstärkerstufe für C-Betrieb muß beachtet werden, daß durch die impulsförmige Aussteuerung des Transistors eine starke Verzerrung des Kollektorstroms eintritt (Bild 4.12). Der Kollektorgleichstrom am Emitterwiderstand ist wesentlich geringer als die Wechselstromamplitude i_{Cmax}. Die Größen der Oberwellenamplituden bei den jeweiligen Stromflußwinkeln sind aus dem Diagramm (Bild 4.13) abzulesen. Es gelten:

Grundwelle $i_{C1} = i_{Cmax} \cdot f_1(\Theta)$. (25)
1. Oberwelle $i_{C2} = i_{Cmax} \cdot f_2(\Theta)$. (26)
2. Oberwelle $i_{C3} = i_{Cmax} \cdot f_3(\Theta)$. (27)
Kollektorgleichstrom $I_C = i_{Cmax} \cdot \psi(\Theta)$. (28)

Die Probleme der Dimensionierung einer HF-Leistungsverstärkerstufe sollen an einem Berechnungsbeispiel dargelegt werden. Die Aufgabenstellung lautet: Mit dem Transistor *SF 127* ist eine Senderendstufe für 27,12 MHz und C-Betrieb zu entwerfen. Für den Transistor *SF 127* werden folgende Daten angegeben:

$$U_{CEmax} = 30\ \mathrm{V},$$
$$I_{Cmax} = 500\ \mathrm{mA},$$
$$P_{tot} = 600\ \mathrm{mW},$$
$$R_{itherm} = 60\ \frac{\mathrm{grd}}{\mathrm{W}},$$
$$f_T = 100\ \mathrm{MHz},$$
$$C_{BC} \doteq 12\ \mathrm{pF},$$
$$U_{CErest} = 1{,}5\ \mathrm{V}.$$

Wegen der im Kollektorschwingkreis vorhandenen Energie liegt zwischen Kollektor und Emitter die doppelte Betriebsspannung (Bild 4.12). Daher gilt:

$$U_B = \frac{U_{\text{CEmax}}}{2} = 15\,\text{V}.$$

U_B wird zu 12 V (maximal 15 V) gewählt.

Für $\Theta = 55°$ ergibt sich für den Spitzenstrom der Grundwelle nach Bild 4.13:

$$i_{C1} = I_{\text{Cmax}} \cdot 0{,}36,$$

$$i_{C1} = 400\,\text{mA} \cdot 0{,}36 = 144\,\text{mA}.$$

Für I_{Cmax} werden 400 mA angenommen. Der Gleichstromanteil des Kollektorstroms berechnet sich nach:

$$I_C = i_{\text{Cmax}} \cdot \psi(\Theta), \tag{28}$$

$$I_C = 400\,\text{mA} \cdot 0{,}2 = 80\,\text{mA}.$$

Der Kollektorarbeitswiderstand des Transistors ergibt sich zu:

$$R_L = \frac{U_B - U_{\text{CErest}}}{i_{C1}}, \tag{29}$$

$$R_L = \frac{12\,\text{V} - 1{,}5\,\text{V}}{144\,\text{mA}} = \frac{10{,}5\,\text{V}}{144\,\text{mA}} = 73\,\Omega.$$

Damit erhält man die Ausgangsleistung nach (22):

$$P_{ab} = \frac{U_{CE}^2}{2 \cdot R_L} = \frac{10{,}5^2\,\text{V}^2}{2 \cdot 73\,\Omega} = \frac{110\,\text{V}^2 \cdot \text{A}}{146\,\text{V}},$$

$$= 0{,}753\,\text{W}.$$

Mit

$$\eta = \frac{P_{ab}}{P_{zu}} \tag{30}$$

ergibt sich der Kollektorwirkungsgrad zu:

$$\eta = \frac{0{,}753\,\text{W}}{12\,\text{V} \cdot 0{,}080\,\text{A}} = \frac{0{,}753\,\text{W}}{0{,}96\,\text{W}} = 0{,}785.$$

Die im Transistor in Wärme umgesetzte Verlustleistung beträgt unter Berücksichtigung der Steuerleistung P_{St}:

$$P_T = P_{zu} - P_{ab} + P_{St}. \tag{31}$$

Für 0,753 W Ausgangsleistung nimmt man 0,075 W Steuerleistung an:

$$P_T = 0{,}96\,\text{W} - 0{,}753\,\text{W} + 0{,}075\,\text{W},$$

$$P_T = 0{,}282\,\text{W}.$$

Für 282 mW Verlustleistung wäre im Normalfall keine zusätzliche Kühlung des Transistors notwendig. Im Fernsteuerbetrieb treten aber auch ungünstige Betriebsfälle ein, z. B., wenn man den Sender ohne Antenne einschaltet.

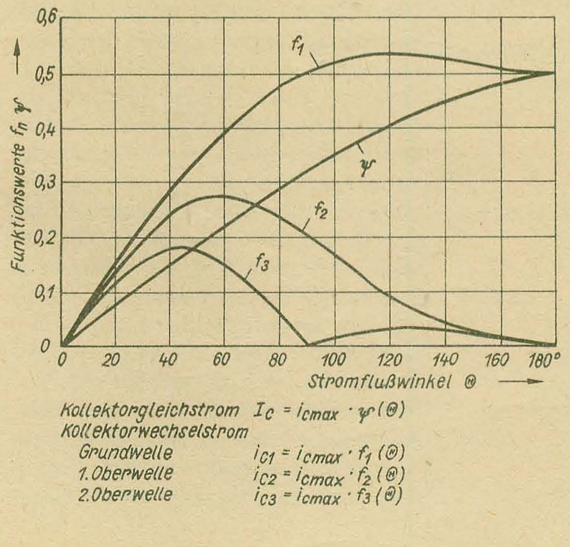


Bild 4.13
Abhängigkeit des Kollektorgleich- und -wechselstroms vom Stromflußwinkel (aus [40], S. 40)

Damit wird die HF-Leistung nicht mehr über die Antenne abgestrahlt, sondern im Transistor in Wärme umgesetzt. Dann wird der Transistor ohne Kühlung thermisch überlastet und kann den »Wärmetod sterben«. Deshalb sollte der Sender möglichst nie ohne Antenne betrieben werden. Eine gewisse Sicherheit gegen Überlastung der Endstufe bietet die Kühlung des Transistors durch eine vergrößerte Kühlfläche.

Es sei davon ausgegangen, daß im Endstufentransistor im ungünstigen Fall 400 mW Verlustleistung auftreten. Für die Verlustleistung $P_V = 0{,}4$ W muß der Transistor gut gekühlt werden, damit die zulässige Sperrschichttemperatur $T_j = 175\,°C$ nicht überschritten wird. Als maximale Umgebungstemperatur sei $T_a = 75\,°C$ angenommen. Damit errechnet sich der Wärmewiderstand nach:

$$R_{\text{therm}} = \frac{T_j - T_a}{P_T} \tag{32}$$

zu

$$R_{\text{therm}} = \frac{175\,°\text{C} - 75\,°\text{C}}{0{,}49\ \text{W}},$$

$$R_{\text{therm}} = 250\,\frac{\text{grd}}{\text{W}}.$$

Für den inneren Wärmewiderstand des *SF 127* gibt das Datenblatt an:

$$R_{\text{itherm}} = 60\,\frac{\text{grd}}{\text{W}}.$$

Damit berechnet man den Wärmewiderstand der Kühlfläche nach:

$$R_{\text{atherm}} = R_{\text{therm}} - R_{\text{itherm}} \tag{33}$$

zu

$$R_{\text{atherm}} = 250\,\frac{\text{grd}}{\text{W}} - 60\,\frac{\text{grd}}{\text{W}},$$

$$R_{\text{atherm}} = 190\,\frac{\text{grd}}{\text{W}}.$$

Die erforderliche Kühlfläche erhält man mit der Wärmeaustauschkonstanten nach:

$$F = \frac{1}{\alpha \cdot T_{\text{therm}}} \tag{34}$$

zu

$$F = \frac{1}{1{,}5\,\frac{\text{mW}}{\text{grd}\cdot\text{cm}^2}\cdot 0{,}19\,\frac{\text{grd}}{\text{mW}}},$$

$$F = \frac{1}{0{,}285}\cdot\text{cm}^2 = 3{,}5\ \text{cm}^2.$$

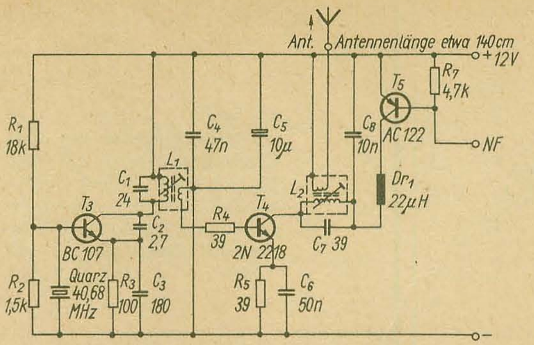
Für ruhende Luft wird

$$\alpha = 1{,}5\,\frac{\text{mW}}{\text{grd cm}^2}$$

angenommen.

Bei Fernsteuersendern benutzt man für die Kühlung einen straff sitzenden Kühlstern. Wie die Rechnung ausweist, ist der Endstufentransistor damit ausreichend gekühlt.

Die vorangegangene Rechnung setzt die optimale Arbeitsweise des Transistors voraus. Sie ist aber nur gewährleistet, wenn Eingangs- und Ausgangsimpedanz des Transistors genau der steuernden Stromquelle bzw. dem Lastwiderstand angepaßt sind. Bei der Anpassung müssen durch geeignete Netzwerke die Imaginärteile der Transistorimpedanzen kompensiert und die Realteile transformiert werden. Besonderes Augenmerk ist der Gestaltung der Ausgangsnetzwerke zu widmen. Die maximal mögliche Ausgangsleistung des Transistors P_{ab} nach Gl. (22) soll auch tatsächlich über die Antenne in Form von HF-Nutzleistung abgestrahlt werden. Dazu muß der Fußpunktwiderstand der Antenne – beim $\lambda/_2$-Dipol beträgt $R_{\text{Ant}} \approx 75\ \Omega$ und für die $\lambda/_4$-Stabantenne gilt $R_{\text{Ant}} \approx 35\ \Omega$ – dem Ausgangswiderstand des Endstufentransistors angepaßt sein. Die Gestaltung des Ausgangsnetzwerkes hängt



L_1 = 8/2 Wdg., 0,5-mm-CuL, 4mm Durchmesser mit Kern
L_2 = 8/4 Wdg., 0,5-mm-CuL, 4mm Durchmesser mit Kern

Bild 4.14
Zweistufiger Sender-HF-Teil mit Endstufenmodulation (Anlage: *Picoprop*)

sehr stark von der Nennfrequenz und der Leistung ab.

Bei kleinen Leistungen genügen in den Frequenzbereichen 13,56 MHz, 27,12 MHz und 40,68 MHz einfache Parallelschwingkreise mit induktiver Ankopplung, d. h. induktiver Transformation der Stufenwiderstände, vollauf den Anforderungen. Die Stufenanpassung wird durch das Verhältnis der Windungszahlen festgelegt. Das Verhältnis der Windungszahlen bestimmt aber nicht nur die Anpassung, sondern auch den Grad der Kopplung. Einerseits soll der Schwingkreis einen hohen Wirkungsgrad η_{Kr} Gl. (24) haben. Andererseits darf die Kopplung aber nicht so fest sein, daß sich durch zu starke Bedämpfung des Schwingkreises seine Güte Q_L zu stark verringert. Geringe Güte Q_L bedeutet schlechte Oberwellenselektion, die bei C-Betrieb der Endstufe vom Ausgangskreis ebenfalls gewährleistet sein muß. Als Lösungsbeispiel für die Überlegungen kann der zweistufige Sender-HF-Teil der Anlage *Picoprop*, der nur für geringe HF-Leistungen ($U_B = 12$ V entspricht etwa $P_{HF} = 120$ mW) ausgelegt ist, gelten (Bild 4.14). Der Oszillator gleicht der Standardschaltung nach Bild 4.8. Die Endstufe wird über L_1 induktiv an den Oszillator angekoppelt. Der Endstufentransistor T_4 arbeitet in C-Betrieb und Emitterschaltung auf den PA-Kreis[4] mit L_2 und C_7. Mit R_4 kann in gewissen Grenzen die Ansteuerung des PA-Transistors eingestellt und damit Exemplarstreuungen ausgeglichen werden. Die Ankopplung der Antenne ist mit dem Windungszahlverhältnis von 8 : 4 relativ fest.

Bei einem PA-Kreis mit induktiver Lastankopplung ist das Transformationsverhältnis durch die Windungszahlen vorgegeben und nur umständlich zu verändern. Man kann es zwar in Grenzen durch den Spulenkern variieren; da aber damit gleichzeitig der PA-Kreis abgestimmt wird, trifft man meist nicht das optimale Anpassungsverhältnis (Bild 4.15a). Abstimmung und Anpassung des PA-Kreises werden besser getrennt vorgenommen. Bei der Schaltung nach Bild 4.15b wird der PA-Kreis induktiv mit dem Spulenkern abgestimmt und die Antenne kapazitiv durch das Teilerverhältnis von C_1 und C_2 angepaßt. Für höhere HF-Leistungen ($P_{HF} > 150$ mW) muß der PA-Kreis dann noch ausgesprochene Filtereigenschaften aufweisen, damit eine entsprechende Oberwellendämpfung besteht. Dazu wird der Parallel-

---

[4] PA-Kreis — Power-Amplifier — Leistungsverstärker

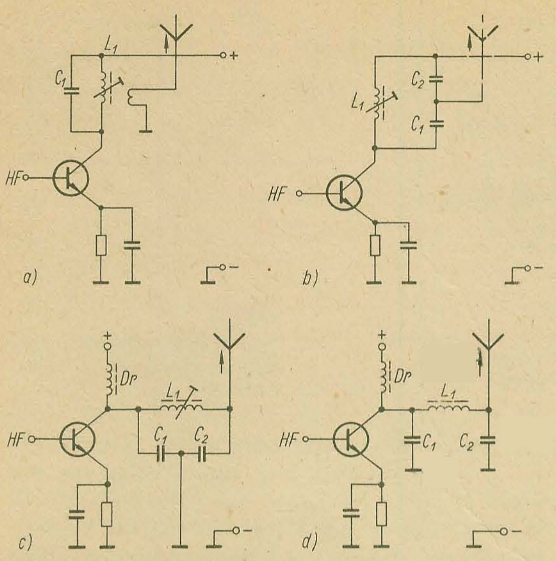


Bild 4.15
Gestaltungsvarianten des Ausgangsnetzwerkes; a – mit Parallelschwingkreis, b – mit Parallelschwingkreis und kapazitiver Lastankopplung, c – mit modifiziertem PA-Schwingkreis, d – mit π-Filter

schwingkreis in der Weise modifiziert, daß sich seine Filterwirkung verbessert. In der Schaltung nach Bild 4.15c werden die Anschlüsse von Pluspol und Antenne getauscht. Der Pluspol der Speisespannung liegt HF-mäßig auf Masse, so daß diese Maßnahme zulässig ist. Die Speisespannung wird dem Transistor dann über eine HF-Drossel (20 μH) zugeführt. Die *LC*-Schaltung im Kollektorkreis ist unter dem Namen π-Filter (Pi-Filter) oder auch *Collins*-Filter bekannt geworden. (Bild 4.15d).

Mit dem π-Filter können die an Fernsteuersender-PA-Stufen gestellten Aufgaben wie Leistungsanpassung und Oberwellenunterdrückung bei den gebräuchlichen HF-Leistungen bis 1 W optimal gelöst werden. Der niederohmige Antennenfußpunktwiderstand mit etwa 35 Ω und der Transistorausgangswiderstand in der Größenordnung 50 bis 100 Ω ergeben als Transformationsbedingung für die Kondensatoren C_1 und C_2 (Bild 4.15d) im Vergleich zur Parallelschwingkreiskapazität hohe Kapazitätswerte. Diese sind am Ein- und am Ausgang des π-Filters für die Oberwellen annähernd Kurzschlüsse. Die Oberwellenunterdrückung wird also um so besser sein, je größer die Werte von C_1 und C_2 sind. Da das π-Filter im Prinzip ein Parallelschwingkreis ist, soll die Betriebsgüte einen Mindestwert nicht unterschreiten. Damit ist das *LC*-Verhältnis des π-Filters vorgegeben. Man schließt in dieser Richtung einen Kompromiß und wählt die Betriebsgüte Q_L zu 1 bis 5. Um das π-Filter optimal abzugleichen, werden die Bauelemente oft als Trimmer ausgebildet (*L* zum Frequenzabgleich, C_1 und C_2 zur Anpassung). Da die Kondensatoren aber in der Regel für die gewünschten Anpassungsverhältnisse in genügend feiner Abstufung zur

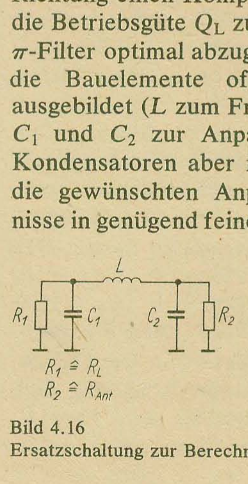


Bild 4.16
Ersatzschaltung zur Berechnung des π-Filters

Verfügung stehen, kann man auch auf die Trimmöglichkeiten für die Kondensatoren verzichten. Die Probleme des π-Filters sollen in dem Berechnungsbeispiel verdeutlicht werden. Es wird die Ersatzschaltung nach Bild 4.16 zugrunde gelegt. Für den Fall, daß $R_1 > R_2$, werden die Schaltkreiselemente nach folgenden Gleichungen berechnet:

$$C_1 = \frac{2 \cdot Q_L}{\omega \cdot (R_1 + \sqrt{R_1 \cdot R_2})}, \qquad (35)$$

$$C_2 = \frac{2 \cdot Q_L}{\omega \cdot (R_2 + \sqrt{R_1 \cdot R_2})}, \qquad (36)$$

$$L = \frac{R_1 + R_2 + 2 \cdot \sqrt{R_1 \cdot R_2}}{2 \cdot Q_L \cdot \omega}. \qquad (37)$$

Beispiel:

Die $\lambda/_4$-Antenne ist mit dem Transistor *SF 127* anzusteuern. Welche Werte ergeben sich für das π-Filter, wenn folgende Betriebsdaten angenommen werden:

$$f_0 = 27{,}12\ \text{MHz}, \qquad R_{\text{Ant}} = 35\ \Omega$$

$$R_1 = 73\ \Omega, \qquad Q_L = 1.$$

$$\omega = 2 \cdot \pi \cdot f,$$

$$\omega = 6{,}28 \cdot 27{,}12 \cdot 10^6 \cdot \text{s}^{-1},$$

$$\omega = 1{,}703 \cdot 10^8 \cdot \text{s}^{-1}.$$

Damit ergibt sich:

$$C_1 = \frac{2 \cdot 1 \cdot \text{s}}{1{,}7 \cdot 10^8 \cdot (73\ \Omega + \sqrt{73\ \Omega \cdot 35\ \Omega})},$$

$$C_1 \approx 96\ \text{pF}.$$

C_1 wird zu 100 pF gewählt.

$$C_2 = \frac{2 \cdot 1 \cdot \text{s}}{1{,}7 \cdot 10^8 \cdot (35\ \Omega + \sqrt{73\ \Omega \cdot 35\ \Omega})},$$

$$C_2 \approx 137\ \text{pF}.$$

C_2 wird zu 120 pF gewählt.

$$L = \frac{(73\Omega + 35\Omega + 2 \cdot \sqrt{73\ \Omega \cdot 35\ \Omega}) \cdot \text{s}}{2 \cdot 1 \cdot 1{,}7 \cdot 10^8}$$

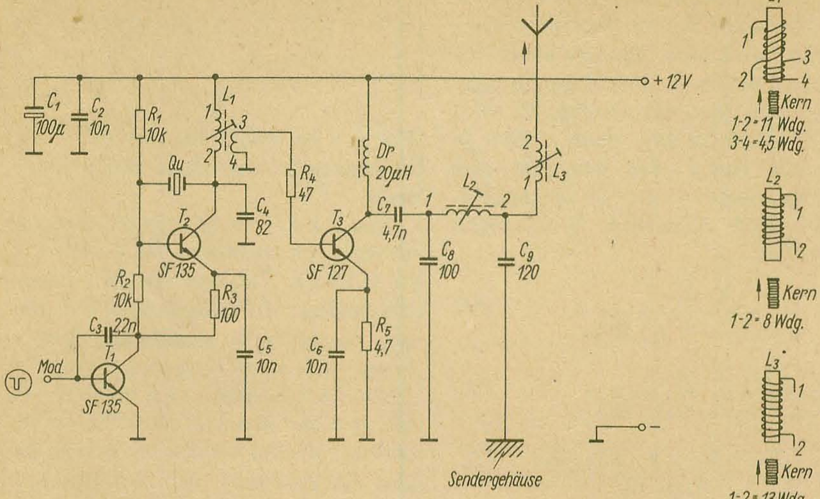
$$L \approx 0{,}615\ \mu\text{H}.$$

Für L wird eine Spule (8 Wdg., 7 mm Durchmesser) mit Abgleichkern eingesetzt.

Ein auf der Grundlage der Berechnungen entworfener Sender-HF-Teil ist in Bild 4.17 dargestellt. Mit diesem zweistufigen HF-Teil sind HF-Leistungen bis 600 mW erreichbar. Das π-Filter wird über C_7 kapazitiv an den Endstufentransistor angekoppelt, um die Antenne gleichstrommäßig zu isolieren. Auf diese Weise werden mögliche Kurzschlüsse der Betriebsspannung durch versehentliches Überbrücken von Antenne und Sendergehäuse (Sendergehäuse liegt auf Masse!) mit Sicherheit vermieden. Die Spule L_3 gehört nicht zum π-Filter, sie dient der Kompensation der Imaginärteile der Antennenimpedanz (s. a. Abschnitt 4.2.1.4., Antenne).

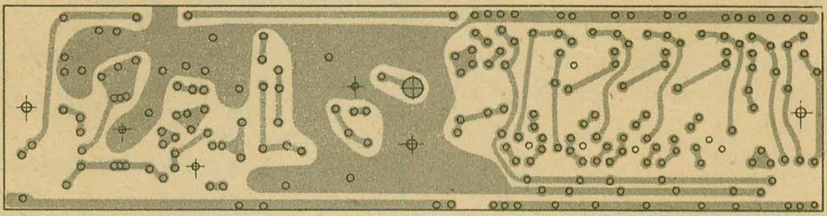
In den Bildern 4.17b bis d sind die Konstruktionsunterlagen für den Aufbau des HF-Teils wiedergegeben. Die Leiterplattenzeichnung und der Bestückungsplan enthalten gleichzeitig den konstruktiven Teil für den Impulsteil nach Bild 3.27. Damit kann die gesamte Senderelektronik auf einer Leiterplatte aufgebaut werden. Auf weitere konstruktive Details zum Senderaufbau wird im weiteren noch eingegangen (s. a. Abschnitt 6.1.1., Sendermechanik).

Eine kritische Wertung der Berechnung erfordert, die ermittelten Werte nur als Näherungswerte zu betrachten. Die praktische Vielfalt und der Wechsel der Bedingungen beim Fernsteuerbetrieb lassen nur die Arbeit mit Näherungswerten zu. Allein die schwankenden Betriebsspannungen (s. a. Abschnitt 5., Stromversorgung) würden

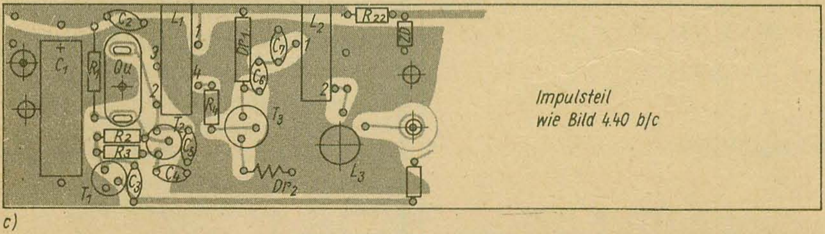


C1
100µ
C2
10n
R1
10k
Qu
L1
1
2
3
4
C4
82
T2
SF 135
R2
10k
R3
100
C3
22n
Mod.
T1
SF 135
C5
10n
R4
47
Dr
20µH
T3
SF 127
C6
10n
R5
4,7
C7
4,7n
C8
100
L2
1
2
C9
120
L3
+12V
Sendergehäuse
–
L1
1
2
3
4
Kern
1-2 = 11 Wdg.
3-4 = 4,5 Wdg.
L2
1
2
Kern
1-2 = 8 Wdg.
L3
1
2
Kern
1-2 = 13 Wdg.

$L_1 = L_2 = L_3$ = 0,5-mm-CuL, 7mm Durchmesser



b)



C2
L1
L2
R22
ZD
C1
R1
Qu
1
2
3
4
Dr1
C7
C6
R4
T3
T2
R2
R3
C5
C4
C3
T1
Dr2
L3
Impulsteil
wie Bild 4.40 b/c

c)

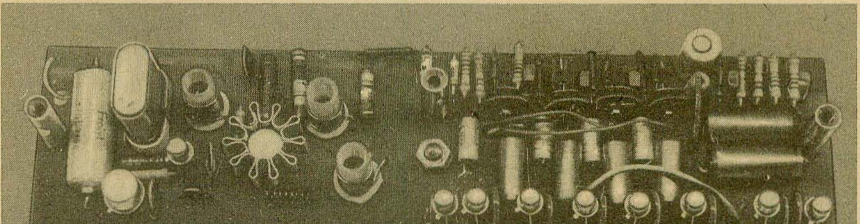


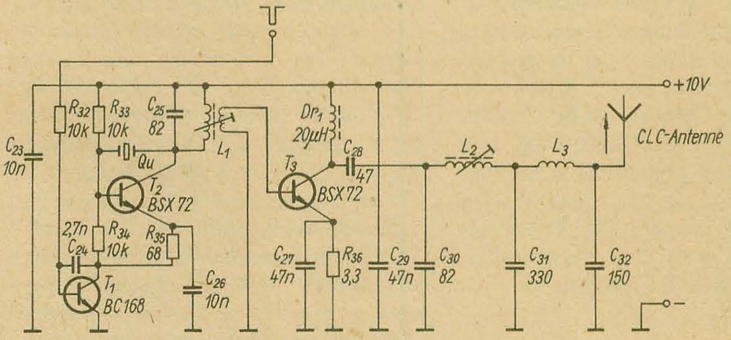
Bild 4.17
Zweistufiger Sender-HF-Teil mit π-Filter; a – Stromlaufplan, b – Leiterplattenzeichnung, c – Bestückungsplan, d – Musteraufbau des HF-Teils

bedeuten, daß sich für geladene Batterien andere Werte als für fast entladene Batterien, mit denen der Sender ja auch noch sicher arbeiten soll, ergäben. Hinzu kommt, daß Streuungen der Transistorparameter und Einflüsse des konstruktiven Aufbaus (Schaltkapazitäten) vernachlässigt worden sind. Die Berechnungen liefern daher dem am Selbstbau interessierten Amateur einerseits wichtige Richtwerte, andererseits sind die im weiteren vorgestellten HF-Schaltungen in der Praxis vielfach bewährt, so daß er von ihrer Dimensionierung für eigene Aufbauten ebenfalls wichtige Anregungen entnehmen kann.

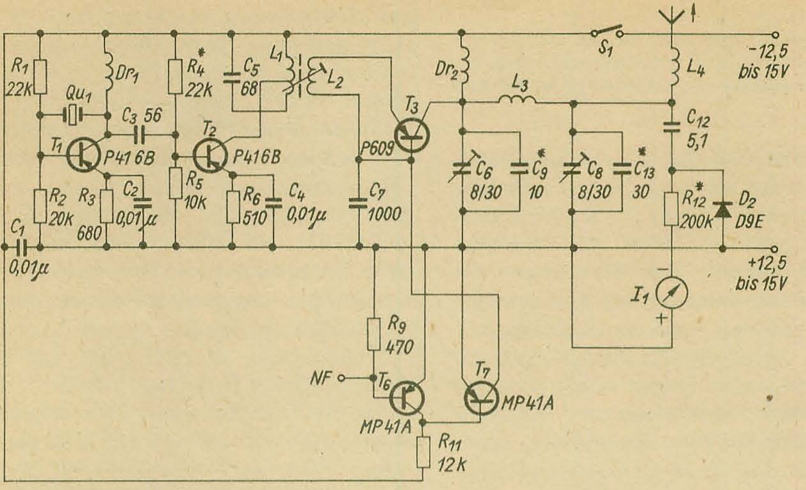
Obwohl das besprochene π-Filter bereits eine sehr günstige Lösung für die PA-Stufe darstellt, wird eine noch bessere Oberwellenunterdrückung durch ein Doppel-π-Filter erzielt. Der erzielte Nutzen rechtfertigt den geringen Mehraufwand von einem Kondensator und einer Spule. Beim Doppel-π-Filter wird der ersten Filterstufe eine zweite Stufe nachgeschaltet (Bild 4.18). Bei dieser Filterschaltung nimmt der mittlere Kondensator C_{31} mit 330 pF einen recht hohen Wert an, so daß er auftretende Oberwellen fast vollständig zur Masse kurzschließt. Beim Nachbau des HF-Teils nach Bild 4.18 sollte darauf geachtet werden, daß die Achsen der Spulen L_2 und L_3 um 90° zueinander versetzt sind, damit keine induktive Kopplung auftritt.

Als Beispiel für einen dreistufigen Sender-HF-Teil sei das HF-Teil der Anlage *Pilot* vorgestellt (Bild 4.19). Die Vorteile eines dreistufigen HF-Teils sind bereits erwähnt worden. Bemerkenswert ist, daß der HF-Teil mit Ge-Transistoren bestückt wird. Der PA-Transistor *P 609* hat eine Verlustleistung von 1,5 W. Um diesen Transistor auszusteuern, muß schon ein dreistufiger Aufbau gewählt werden. Der Oszillator arbeitet in der Standardschaltung nach Bild 4.7. Diese Oszillatorschaltung ist derartig schwingsicher, daß der Kollektorschwingkreis durch eine HF-Drossel ersetzt werden kann. Die Treiberstufe mit T_2 wird über C_3 kapazitiv angekoppelt. Damit T_2 den

Bild 4.18
Zweistufiger Sender-HF-Teil mit Doppel-π-Filter (Anlage: *Multiplex*)



L_1 = 12/4 Wdg., 0,5-mm-CuL, 7mm Durchmesser mit Kern
L_2 = 9 Wdg., 0,8-mm-CuL, 7mm Durchmesser mit Kern
L_3 = 12 Wdg., 1-mm-CuL, 7mm Durchmesser


R1 22k
Dr1
R4* 22k
C5 68
L1
L2
Dr2
L3
S1
L4
-12,5 bis 15V
Qu1
C3 56
T2
T3
C12 5,1
T1
P416B
P416B
P609
C6 8/30
C9* 10
C8 8/30
C13* 30
R2 20k
R3 680
C2 0,01µ
R5 10k
R6 510
C4 0,01µ
C7 1000
R12* 200k
D2 D9E
C1 0,01µ
+12,5 bis 15V
I1
R9 470
NF
T6
MP41A
T7
MP41A
R11 12k

L_1 = 5 Wdg., 0,69-mm-CuL mit Kern
L_2 = 5 Wdg., 0,51-mm-CuL mit Kern
L_3 = 16 Wdg., 1,0-mm-CuL
L_4 = 35 Wdg., 0,53-mm-CuL
Dr_1 = Dr_2 = 150 µH

Bild 4.19
Dreistufiger Sender-HF-Teil (Anlage: *Pilot*)

Kollektorschwingkreis mit L_1 und C_5 nicht zu stark bedämpft, ist T_2 über eine Anzapfung von L_1 angeschaltet worden. Der PA-Transistor T_3 arbeitet in der in Senderstufen wenig gebräuchlichen Basisschaltung. Die Basisschaltung wird meist dann gewählt, wenn nur Transistoren mit zu geringer Grenzfrequenz zur Verfügung stehen. Die Emitterschaltung des PA-Transistors gewährleistet ein stabiles Arbeiten unter den verschiedensten Betriebsbedingungen und wird daher der Basisschaltung vorgezogen. Der PA-Schwingkreis ist als π-Filter in der beschriebenen Art ausgelegt. Dabei muß man bedenken, daß der *P 609* eine Kollektorkapazität von 50 pF hat. Deswegen sind die Werte der Filterkondensatoren relativ klein im Vergleich zu Schaltungen mit Si-Transistoren.

4.2.1.3. Frequenzvervielfacher

Mit den im vorangegangenen Abschnitt beschriebenen Schaltungen lassen sich Sender für die Frequenzbänder 13,56 MHz, 27,12 MHz als auch für 40,68 MHz aufbauen. Aus Tabelle 2.1. geht hervor, daß in vielen Ländern aber auch Frequenzen im Dezimeterbereich 430 bis 465 MHz (UHF-Bereich) zur Fernsteuerung von Modellen zugelassen sind. Gerade dieser Frequenzbereich ist wegen der Überlastung des »klassischen« Fernsteuerbandes 27,12 MHz von besonderem Interesse (s. a. Abschnitt 2.). Für den Frequenzbereich 433 MHz wird bisher nur in der Schweiz eine Modellfernsteueranlage industriell hergestellt. Der Amateur hat in diesem Frequenzbereich also noch ein weites Feld für eigene Experimente. Wie schon oft auf dem Gebiet der Funktechnik kann der Amateur mit seinen Arbeiten und Ideen wesentliche Beiträge zur Weiterentwicklung erbringen, wenn er sich in bisher noch unerschlossene Bereiche wagt. Mit dem Angebot geeigneter Bauelemente (UHF-Transistoren, Varaktoren) können durchaus funktionstüchtige Sende- und Empfangsanlagen für das UHF-Gebiet errichtet werden. Die dabei zu lösenden Probleme seien im folgenden kurz dargestellt. Einige Schaltungsbeispiele mögen als Anregung für weiterführende Arbeiten in diesem »Neuland« dienen.

Im Prinzip lassen sich HF-Schwingungen im Bereich 433 MHz auch mit freischwingenden Oszillatoren erzeugen. Wegen der besonderen Eigenschaften der UHF-Schwingungen und der geringen zugelassenen Bandbreite von 0,2 % ist dieser Weg wenig erfolgversprechend. Hinzu kommt, daß sich Quarzoszillatoren im Frequenzbereich oberhalb 100 MHz nicht mehr sicher betreiben lassen. In der Praxis umgeht man diese Schwierigkeiten, indem ein frequenzstabiler Quarzoszillator für $f_0 < 100$ MHz aufgebaut und die Sendefrequenz von 433 MHz durch Frequenzvervielfacherstufen gewonnen wird. Frequenzvervielfachung bedeutet im Prinzip nichts weiter als Oberwellenerzeugung. An dieser Stelle ist sie also direkt erwünscht. Oberwellen entstehen allgemein immer dann, wenn eine sinusförmige Spannung an einer nichtlinearen Kennlinie verzerrt wird. Das kann die Kennlinie einer Diode, aber auch die Arbeitskennlinie eines in B- oder C-Betrieb arbeitenden Verstärkers sein. Aus dem Kurvenverlauf des Diagramms in Bild 4.13 geht hervor, daß die Ausbeute an Oberwellen sehr stark vom eingestellten Arbeitspunkt abhängt. Der höchste Oberwellenanteil entsteht bei kleinen Stromflußwinkeln, also bei C-Betrieb. Der Zusammenhang zwischen Oberwellenamplitude und Stromflußwinkel drückt die Näherungsgleichung

$$\Theta \approx \frac{120°}{n} \tag{38}$$

aus. Die 2. Oberwelle erreicht etwa bei $\Theta \approx 60°$ und die 3. Oberwelle etwa bei $\Theta \approx 40°$ ihr Maximum. Aus dem Diagramm kann man ferner entnehmen, daß die Oberwellenamplitude mit steigender Vervielfachung schnell abnimmt. Das ist gleichbedeutend mit einem schlechten Wirkungsgrad der Vervielfacherstufe. Daher wird in einer Stufe meist nur eine Verdopplung oder Verdreifachung vorgenommen.

Eine Vervielfacherstufe arbeitet in Basis- oder Emitterschaltung und C-Betrieb. Sie wird mit der Grundfrequenz angesteuert und die gewünschte Oberwelle durch einen in der Kollektorleitung liegenden, auf die Oberwelle abgestimmten Schwingkreis ausgesiebt (Bild 4.20). Damit im Ausgangskreis eine genügend hohe Oberwellenleistung auftritt, muß auf jeden Fall die Ausgangsfrequenz wesentlich unterhalb der Grenzfrequenz des Verstärkertransistors liegen. Durch Verände-

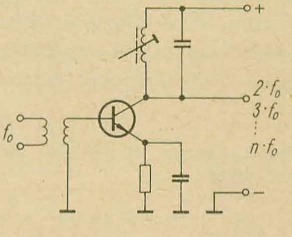


Bild 4.20
Prinzipschaltung einer Frequenzvervielfacherstufe

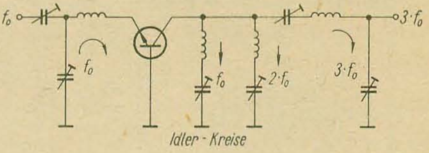


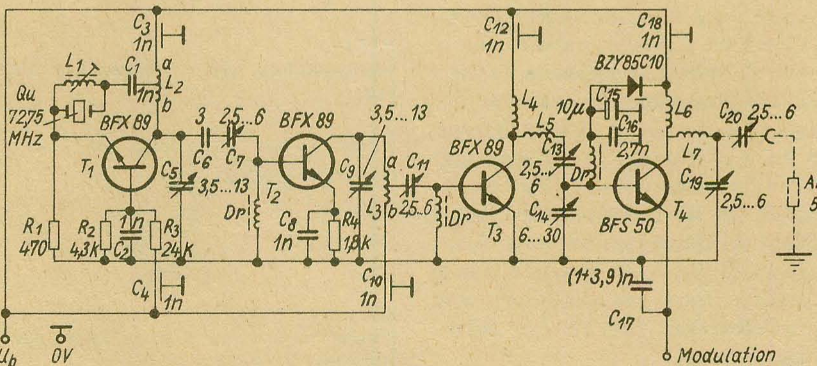
Bild 4.21
Frequenzverdreifacher in Basisschaltung mit *Idler*-Kreisen im Ausgang

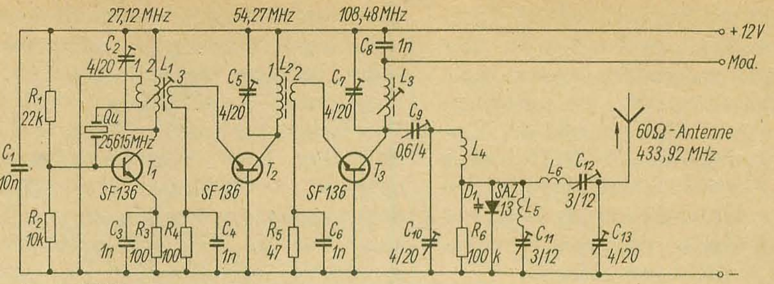
rung der Aussteuerung kann dann der Kollektorgleichstrom auf den Wert eingestellt werden, bei dem die höchste Oberwellenleistung auftritt. Im Ausgangskreis gibt es auch unerwünschte Vielfache (Harmonische) der Grundfrequenz. Zu ihrer Unterdrückung werden sogenannte *Zeller*-Kreise (Reihenschwingkreise) zugeschaltet. Der Reihenschwingkreis bildet für die Resonanzfrequenz nur einen geringen Widerstand, praktisch einen Kurzschluß zur Masse (Bild 4.21). *Zeller*-Kreise im Eingang der Vervielfacherstufe – auf die Aussteuerfrequenz abgestimmt – bewirken eine Steigerung des Basisstroms. Dadurch wird die Oberwellenausbeute wesentlich erhöht.

Die Schaltung eines nach diesen Gesichtspunkten ausgelegten Fernsteuersenders mit etwa 1 W Ausgangsleistung ist in Bild 4.22 wiedergegeben. Der Quarzoszillator mit T_1 arbeitet in Basisschaltung. Die Schaltkapazitäten der Quarzfassung werden mit L_1 kompensiert, so daß man dann genau auf die Grundfrequenz $f_o = 72{,}32$ MHz abgleichen kann. Die Oszillatorfrequenz wird kapazitiv auf den in Emitterschaltung als Verdreifacher arbeitenden Transistor T_2 ausgekoppelt. Die Aussteuerung von T_2 ist mit C_7 auf beste Oberwellenausbeute einstellbar. Der Kollektorkreis von T_2 ist mit C_9 und L_3 auf $3 \cdot f_o = 216{,}96$ MHz abgestimmt. Die folgende Stufe arbeitet auch in Emitterschaltung und verdoppelt auf 433,92 MHz. Die Ankopplung von Treiber- und Endstufe geschieht ebenfalls kapazitiv und kann eingestellt werden. Die Antenne ist unsymmetrisch über C_{20} an den Ausgangskreis angekoppelt.

Bei Versuchen mit einer solchen Senderschaltung sei auch darauf verwiesen, daß die UHF-Wellen ganz andere Eigenschaften als Kurz- und Ultrakurzwellen haben. Das erkennt man bereits daran, daß die Spulen aus nur wenigen Windungen und versilbertem Draht bestehen und die Schwingkreiskapazitäten sehr klein sind. Besonderer Wert muß beim Aufbau auf kurze, kapazitätsarme Leitungsführungen gelegt werden. Problematisch ist für den Amateur mit Sicherheit der Betrieb von Geradeausverstärkern im UHF-Bereich, um die erforderliche Sendeleistung von 50 bis 100 mW zu erhalten. Problematisch nicht nur wegen des sachgerechten konstruktiven Aufbaus, sondern auch, weil Leistungstransistoren für diesen Frequenzbereich nicht nur sehr teuer,

Bild 4.22
Vierstufiger Fernsteuersender für 433 MHz mit Frequenzvervielfachung





L_1 = 1 = 2 Wdg.
2 = 12 Wdg. } 1-mm-CuL, 6 mm Durchmesser mit Kern
3 = 2 Wdg.
L_2 = 5/2 Wdg., 1-mm-CuL, 6 mm Durchmesser mit Kern
L_3 = 3,5 Wdg., 1-mm-CuSi, 6 mm Durchmesser mit Kern
L_4 = 7 Wdg., 1-mm-CuSi, 6 mm Durchmesser, freitragend, 1 mm Windungsabstand
L_5 = 3,5 Wdg., 1-mm-CuSi, 6 mm Durchmesser, freitragend, 1 mm Windungsabstand
L_6 = 2 Wdg., 1-mm-CuSi, 6 mm Durchmesser, freitragend, 1 mm Windungsabstand

Bild 4.23
Fernsteuersender für 433 MHz mit Varaktor

sondern auch schwer zu beschaffen sind.

Ein, vor allem für den Amateur, vielversprechender Ausweg aus dieser Problematik besteht in folgendem Konzept. Die Leistungsverstärkung wird bei relativ niedriger Frequenz in den Stufen vorgenommen, die unmittelbar dem Oszillator folgen. Diese Stufen sind relativ unkritisch und werden nach den bei der HF-Verstärkung besprochenen Gesichtspunkten entworfen. Sie zeichnen sich zudem durch größere Stabilität aus als die UHF-Verstärkerstufen und können mit preiswerten Transistoren bestückt werden. Letzteres dürfte für den Amateur von entscheidender Bedeutung sein. Wichtig für den Amateur ist ferner, daß durch Zuschaltung von Schwingkreisen (*Zeller*-Kreise) bei dieser Konzeption Ober- und Unterwellen zur Sendefrequenz besser unterdrückt und damit die postalischen Bestimmungen leichter eingehalten werden können. Die Sendefrequenz wird dann durch Vervielfachung in einem passiven Netzwerk am Verstärkerausgang erzeugt. Solche Netzwerke enthalten zur Frequenzvervielfachung mit gutem Wirkungsgrad meist Varaktoren.

Der Varaktor ist eine spannungsabhängige Kapazitätsdiode mit extrem nichtlinearer Kennlinie, die sich gut zur Frequenzvervielfachung eignet. Die Schaltung eines UHF-Senders für das vorstehend erläuterte Prinzip ist in Bild 4.23 wiedergegeben. Der quarzstabilisierte Oszillator mit T_1 arbeitet in *Meißner*-Schaltung. Die feste Rückkopplung über $L_{1/2}$ bewirkt einen starken Oberwellenanteil im Kollektorstrom von T_1. Damit der Oszillator nur auf der gewünschten Frequenz von 27,12 MHz schwingt, liegt der Quarz im Rückkopplungskreis. Die Verdopplerstufe mit T_2 arbeitet in Basisschaltung und ist über $L_{1/3}$ induktiv an den Oszillator gekoppelt. Der Kollektorschwingkreis von T_2 ist auf $f_1 = 2 \cdot f_{\text{Grund}} = 54{,}24$ MHz abgestimmt. Die Aussteuerung von T_2 ist mit dem Kern von L_1 einstellbar. Die zweite Stufe arbeitet gleichzeitig als Treiber für die Endstufe mit T_3. Die zweite und die dritte Stufe sind also auf optimale Leistungsverstärkung abzugleichen. Bei T_3 geschieht das ebenfalls über die Koppelwicklung ($L_{2/2}$), wobei die günstigste Kopplung mit dem Spulenkern eingestellt werden kann. Die Endstufe verstärkt die Aussteuerfrequenz im C-Betrieb, und der Kollektorschwingkreis siebt die Oberwelle $f_2 = 2 \cdot f_1 = 108{,}48$ MHz aus. Mit dieser Frequenz wird dann das Ausgangsnetzwerk angesteuert, das noch mal auf $f_3 = 433{,}92$ MHz vervierfacht.

Die Auslegung des Ausgangsnetzwerkes soll nun näher betrachtet werden. Um aus der vom PA-Transistor T_3 erzeugten HF-Leistung einen möglichst hohen Anteil der gewünschten Oberwelle zu gewinnen, ist der Varaktor D_1 in ein Anpassungsnetzwerk eingefügt. Der Varaktor wird in Stromkopplung (Parallelschaltung) betrieben. Durch die niedrige Impedanz des Varaktors können bei Stromkopplung die Anpassungsbedingungen leichter realisiert werden. Außerdem liegt der Varaktor einseitig auf Masse, so daß die Kühlung konstruktiv einfach zu lösen ist. Bei größerem Input kommt diesem Umstand besondere Bedeutung zu, da der Varaktor bei niedriger Betriebstemperatur den günstigeren Wirkungsgrad hat. Bei optimaler Anpassung des Varaktors können etwa folgende Wirkungsgrade bei Frequenzvervielfachung erzielt werden:

n	2	3	4	5
η	75 %	70 %	55 %	40 %

nach

$$f_0 = f_{\text{Grund}} \cdot n \tag{39}$$

mit f_0 – Frequenz der gewünschten Oberwelle, f_{Grund} – Grundfrequenz.

Der Wirkungsgrad nimmt also bei der Erzeugung von Oberwellen höherer Ordnung schnell ab. Die Schlußfolgerung daraus würde sein, daß man durch den Varaktor möglichst nur eine Frequenzverdopplung – eventuell noch eine -verdreifachung – vornehmen sollte. Bei dem angewendeten Schaltungskonzept ist teilweise ein anderer Weg beschritten worden. Da im Oszillator der beim Fernsteueramateur ohnehin vorhandene 27,12-MHz-Schwingquarz verwendet werden soll, kann man die Frequenz immer nur geradzahlig vervielfachen. Die Sendefrequenz mit 433,92 MHz ist das Sechzehnfache der Oszillatorschwingung von 27,12 MHz. Also ergibt sich

$$f_{\text{Grund}} \rightarrow 2 \cdot f_{\text{Grund}} = f_1 \rightarrow 2 \cdot f_1 = f_2 \rightarrow 4 \cdot f_2 = f_{\text{Sende}}$$

$$27{,}12\,\text{MHz} \rightarrow 54{,}24\,\text{MHz} \rightarrow 108{,}48\,\text{MHz} \rightarrow 433{,}92\,\text{MHz}.$$

Damit vervierfacht der Varaktor in der letzten Stufe auf die Sendefrequenz und erreicht günstigstenfalls einen Wirkungsgrad von 55 %. Diese Schaltungsauslegung ist unkritisch und daher mit amateurmäßigen Mitteln zu beherrschen.

Die damit erreichbaren Sendeleistungen und Reichweiten genügen den Bedingungen der Modellfernsteuerung.

Eine höhere Sendeleistung ließe sich bei gleichem Input mit der Endstufe erzielen, wenn diese nur als Verdoppler und daher mit 75 % Wirkungsgrad arbeitet. Dazu müßte aber noch eine weitere Verdopplerstufe zwischengeschaltet werden. Man erhielte dann

$$27{,}12\,\text{MHz} \rightarrow 54{,}24\,\text{MHz} \rightarrow 108{,}48\,\text{MHz} \rightarrow 216{,}96\,\text{MHz} \rightarrow 433{,}92\,\text{MHz}.$$

Allerdings stellt dieses Schaltungskonzept bereits erhöhte Anforderungen an die Transistoren und den sachgerechten Schaltungsaufbau.

Durch den auf die Aussteuerfrequenz 108,48 MHz abgestimmten Reihenschwingkreis C_{10}, L_4 erzielt man eine wirksame Stromaussteuerung des

Varaktors und verbessert damit den Wirkungsgrad. Mit dem Parallelwiderstand R_6 wird der Arbeitspunkt des Varaktors eingestellt; er leitet die bei der Gleichrichtung auftretende Richtspannung ab. Seine Größe liegt zwischen 30 kΩ und 200 kΩ und läßt sich am besten experimentell ermitteln. Mit L_5 und C_{11} ist ein auf 325,44 MHz, das entspricht der zweiten Oberwelle, abgestimmter *Zeller*-Kreis in den Ausgang geschaltet. Dieser *Zeller*-Kreis bewirkt einen Stromfluß für $3 \cdot f_2$. Durch Mischung entstehen im Ausgang die Summen- und Differenzfrequenzen der Oberwellen. Der *Zeller*-Kreis bewirkt also zusätzlich zu der Oberwellenkomponente

$$4 \cdot f_2 = 433{,}92\ \text{MHz}$$

einen weiteren Oberwellenanteil durch additive Mischung

$$f_2 + 3 \cdot f_2 = 108{,}48\ \text{MHz} + 325{,}44\ \text{MHz} = 433{,}92\ \text{MHz},$$

der den Wirkungsgrad des Ausgangsnetzwerkes weiter verbessert. Die gewünschte Oberwelle mit 433,92 MHz wird durch L_6, C_{12} und C_{13} ausgefiltert und aperiodisch an die Antenne ausgekoppelt. Durch die Auslegung des Anpassungsnetzwerkes mit Reihenschwingkreis (C_{10}, L_4) für f_2 im Eingang, *Zeller*-Kreis für $3 \cdot f_2$ und Ausgangsschwingkreis für $4 \cdot f_2$ auf der Ausgangsseite des Varaktors können nur die gewünschten Oberwellen auftreten. Zusätzliche Verluste durch unerwünschte Frequenzen werden damit vermieden.

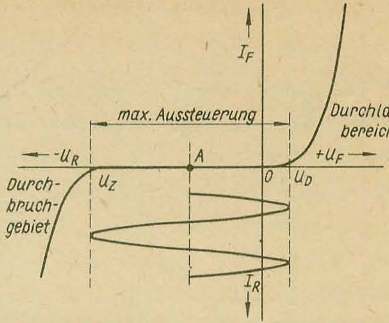


Bild 4.24
Arbeitskennlinie eines Varaktors

Der Abgleich eines UHF-Fernsteuersenders erfordert recht viel Geduld. Alle Kreise des Ausgangsnetzwerkes beeinflussen sich hinsichtlich Anpassung und Resonanzfrequenz gegenseitig. Um den Sender optimal einstellen zu können, sind alle Kapazitäten als Trimmer ausgeführt. Es ist sinnvoll, den Abgleich des Senders in der Reihenfolge der Kondensatornumerierung mehrmals zu wiederholen, denn zu jedem Aussteuerungswert (Koppelkapazität) gehört ein optimaler Abgleichpunkt. Beim Abgleich des Senders können Grid-Dip-Meter, eine Kontrollampe (3,8 V/0,07 A) mit Koppelschleife (2 Wdg.) und ein Feldstärkemesser gute Dienste leisten. Der Abgleich der Endstufe darf keine Sprünge (Stromaufnahme, Feldstärke) erkennen lassen, die mit Sicherheit Zeichen für unerwünschte Schwingungen sind. Alle Resonanzstellen müssen also stetig sein. Treten während des Abgleichs unerwünschte Resonanzstellen (gleichbedeutend mit Störschwingungen) auf, so bieten sich für deren Beseitigung folgende Möglichkeiten:

– Abschirmen der Stufen zur Vermeidung unerwünschter Kopplungen,
– Änderung der Abblockkondensatoren,
– Herabsetzen der Betriebsgüte der Schwingkreise (*LC*-Verhältnis verkleinern),
– Verwendung kapazitiver statt induktiver Kopplungen.

Durch den optimalen Abgleich des

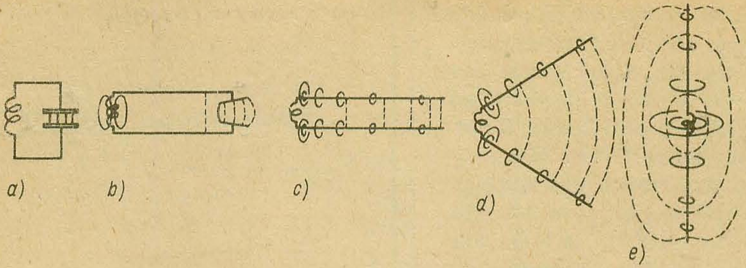


Bild 4.25
Umwandlung eines geschlossenen in einen offenen Schwingkreis; a – geschlossener Schwingkreis, b – der Kondensator wird »geöffnet«, c – aus Kondensator und Spule ist eine HF-Leitung entstanden, d – aus der HF-Leitung wird eine Antenne, e – Dipolantenne

Ausgangsnetzwerkes soll die maximal mögliche Oberwellenleistung erzeugt werden. Dabei darf man den Varaktor thermisch (maximale Verlustleistung) und spannungsmäßig nicht überlasten. Die maximale Aussteuerspannung wird durch U_Z und U_D (Bild 4.24) vorgegeben. Dieser maximalen Aussteuerspannung entspricht eine Sättigungsleistung, die sich nach

$$P_{\text{sätt}} \approx 0{,}125 \cdot \omega \cdot C_0 \cdot U_R^2, \qquad (40)$$

mit C_0 – Kapazität des Varaktors, ohne Vorspannung berechnen läßt. Der Varaktor sollte mit maximal 30 % der Sättigungsleistung belastet werden. Die Halbleiterindustrie stellt Typen mit unterschiedlicher Verlustleistung her, so daß der Amateur die zulässige Sendeleistung von 1 W mit Varaktoren erzeugen kann. Schwieriger wird es dann schon, den dafür erforderlichen Input aufzubringen. Es werden aber auch wegen des wesentlich besseren Antennenwirkungsgrades im UHF-Gebiet HF-Leistungen von 50 bis 100 mW zur Modellfernsteuerung ausreichen.

4.2.1.4. Antenne

Die Antenne soll die im Sender erzeugten leitungsgebundenen HF-Schwingungen mit hohem Wirkungsgrad in elektromagnetische Feldenergie umwandeln und als Welle abstrahlen. Maximale elektrische und magnetische Felder bei gegebener Speiseenergie erzielt man, wenn ein Schwingkreis mit seiner Eigenfrequenz erregt wird (Resonanzfall). Spule und Kondensator können aber mit ihren konzentrierten Feldern keine Energie abstrahlen. Zur Abstrahlung müssen die konzentrierten Felder in der Weise umgeformt werden, daß die Feldlinien einen möglichst großen Raum durchsetzen. Die konzentrierten Bauelemente müssen »auseinandergezogen« werden, so daß aus dem geschlossenen ein offener Schwingkreis entsteht (Bilder 4.25a bis e). Bei der Antenne als offenem Schwingkreis ist die Antennenoberfläche gewissermaßen die ehemalige Kondensatorfläche und die Antennenlänge die vorherige Drahtlänge der Spule. Induktivität und Kapazität sind nicht mehr konzentriert, sondern über die Antennenlänge verteilt. Aus der Feldverteilung der Antenne (Bild 4.25e) kann auf ihr elektrisches Verhalten geschlossen werden. Die Antennenmitte hat das stärkste magnetische Feld (≙ großer Induktivität) und die Antennenenden das stärkste elektri-

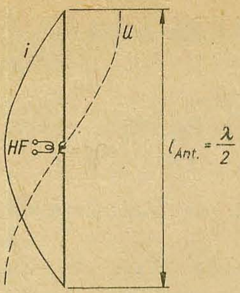


Bild 4.26
Strom- und Spannungsverteilung am λ/2-Dipol

sche Feld ($\widehat{=}$ großer Kapazität). In Analogie zum Kondensator bezeichnet man daher eine solche Antenne als Dipol (Zweipol).

Die Feldverteilung längs der Antenne läßt weiterhin Rückschlüsse auf Strom- und Spannungsverteilung zu. Da es sich bei der Antenne um ein schwingungsfähiges Gebilde (offener Schwingkreis) handelt, kann ihr elektrisches Verhalten in Analogie zum geschlossenen Schwingkreis beschrieben werden (analoge Gesetze). Die Stromverteilung der Antenne entspricht dem magnetischen Feld. Das magnetische Feld ist in Dipolmitte am stärksten, demzufolge auch der Strom. Man sagt, in Dipolmitte hat der Strom einen »Bauch« (Strommaximum) und an den Dipolenden je einen »Knoten«, ein Stromminimum (Bild 4.26). Für das elektrische Feld und damit für die Spannungsverteilung auf der Antenne gilt die analoge Betrachtungsweise. Nur hat die Spannung in Dipolmitte den »Knoten« und an den Dipolenden je einen »Bauch«. Aus Bild 4.26 geht hervor, warum diese Antenne als $^{\lambda}/_{2}$-Dipol oder auch Halbwellendipol bezeichnet wird. Die geometrische Länge dieses Strahlers entspricht bei Resonanz genau der halben Wellenlänge. Das gilt für den Idealfall, daß die Antenne aus unendlich dünnem Draht besteht. Den Zusammenhang zwischen Wellenlänge λ und Frequenz *f* erhält man aus der Gleichung

$$c = f \cdot \lambda, \tag{41}$$

c ist dabei die Ausbreitungsgeschwindigkeit für elektromagnetische Wellen, deren Wert für Vakuum und Luft etwa 300 000 km/s beträgt und konstant ist. Für die Fernsteuerbänder ergeben sich damit die Antennenlängen zu einer halben Wellenlänge für den idealen Halbwellendipol:

$$13{,}56\,\text{MHz} \mathrel{\widehat{=}} \frac{\lambda}{2} = 11{,}06\,\text{m},$$

$$27{,}12\,\text{MHz} \mathrel{\widehat{=}} \frac{\lambda}{2} = 5{,}53\,\text{m},$$

$$433{,}92\,\text{MHz} \mathrel{\widehat{=}} \frac{\lambda}{2} = 34{,}65\,\text{cm}.$$

Zum weiteren Verständnis des Verhaltens der Antenne ist die Kenntnis der wichtigsten Antennenkenngrößen erforderlich.

Effektive Antennenhöhe

Die effektive oder auch wirksame Antennenhöhe wird wie folgt definiert:

Die Stromverteilung über der effektiven Antennenhöhe ist ein Rechteck – der Strom ist über der ganzen Länge konstant. Die Fläche der Stromverteilung der wirksamen Antennenhöhe ist gleich der Fläche bei sinusförmiger Stromverteilung (Bild 4.27).

Damit ergibt sich, daß die mechanische Höhe einer Antenne größer ist als deren wirksame Höhe. Es gilt der Zusammenhang

$$l_w = \frac{2}{\pi} \cdot l = 0{,}636 \cdot l\,. \tag{42}$$

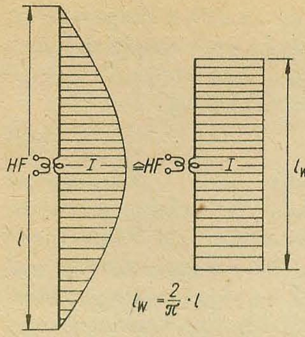


Bild 4.27
Definition der effektiven (wirksamen) Antennenlänge

Die wirksame Antennenhöhe ist definiert worden, um weitere Antennenkenngrößen zu berechnen.

Strahlungsleistung der Antenne

Die Strahlungsleistung einer geerdeten Antenne berechnet man nach

$$P_s \approx 1\,600 \cdot \left(\frac{l_w}{\lambda}\right)^2 \cdot I^2 \qquad (43a)$$

für die Stabantenne.

I ist der Effektivwert des Stromes im Antennenspeisepunkt. Aus (43a) geht hervor, daß für eine lineare Leistungssteigerung der Speisestrom quadratisch gesteigert werden muß. Beim Dipol strahlt die zweite Hälfte noch einmal die gleiche Leistung ab wie die geerdete Stabantenne, so daß man

$$P_S \approx 800 \cdot \left(\frac{l_w}{\lambda}\right)^2 \cdot I^2 \qquad (43b)$$

für die Strahlungsleistung des Dipols erhält.

Wird (43) mit der Leistungsformel $P = R \cdot I^2$ aus der Elektrotechnik verglichen, so muß der Ausdruck vor I^2 einem Widerstand entsprechen.

Als Strahlungswiderstand einer Antenne definiert man folglich:

$$R_S \approx 1\,600 \cdot \left(\frac{l_w}{\lambda}\right)^2 \text{ für Stabantenne,} \qquad (44a)$$

$$R_S \approx 800 \cdot \left(\frac{l_w}{\lambda}\right)^2 \text{ für Dipol.} \qquad (44b)$$

(44) heißt auch die *Rüdenberg*sche Gleichung.

Der theoretische Wert für die abgestimmte Stabantenne beträgt $R_S = 36{,}6\,\Omega$ und für den abgestimmten Dipol $R_S = 73{,}2\,\Omega$. Diese Werte gelten für einen unendlich dünnen Antennenleiter, der sich unendlich hoch über der Erde befindet. Da die Antenne aber aus endlich dickem Material besteht, sinkt der Strahlungswiderstand um so mehr, je dicker die Antenne, bezogen auf die Wellenlänge, wird. Das Verhältnis $^l/_d$ bezeichnet man als Schlankheitsgrad. Bei normalen Stabantennen ist daher nicht mit $R_S = 73{,}2\,\Omega$, sondern mit dem Wert $R_S = 60\,\Omega$ (genormter Wert für den Wellenwiderstand von Antennenleitungen) zu rechnen. Unter dem Strahlungswiderstand einer Antenne kann man sich also einen Ersatzwiderstand im Antennenfußpunkt vorstellen, der, vom Antennenstrom durchflossen, die Wirkleistung aufnimmt, die der Strahlungsleistung entspricht.

Auf die Antenne als schwingungsfähiges Gebilde können die Gesetzmäßigkeiten des Schwingkreises angewendet und daraus theoretische und praktische Schlußfolgerungen abgeleitet werden. Das Verhalten der Antenne als schwingungsfähiges Gebilde wird durch die Gleichung

$$\mathfrak{Z}_A = R_A \cdot jX_A \qquad (45)$$

beschrieben. In Abhängigkeit von der Antennenlänge verhält sich die Antenne entweder wie ein induktiver, kapazitiver oder ohmscher Widerstand. Im Fall der Abstimmung bzw. Resonanz ist der Eingangswiderstand rein reell, d. h. ein ohmscher Widerstand. Dabei kann sich die Antenne wie ein Reihen- oder Parallelschwingkreis verhalten. Der ohmsche Widerstand im Resonanzfall setzt sich zusammen aus dem Strahlungswiderstand R_S und dem Antennenverlustwiderstand R_V:

$$R_A = R_S + R_V. \tag{46}$$

Antennenwirkungsgrad

Für einen günstigen Antennenwirkungsgrad soll der Strahlungswiderstand möglichst groß gegenüber dem Verlustwiderstand sein. Verluste entstehen hauptsächlich durch den Widerstand des Antennenmaterials, den Ableitungsverlusten der Antennenisolierung gegenüber dem Gehäuse und den Erdungsverlusten. Den Einfluß der Verluste, bezogen auf den Strahlungswiderstand der Antenne, erkennt man am Antennenwirkungsgrad

$$\eta_A = \frac{R_S}{R_S + R_V}. \tag{47}$$

Der Wirkungsgrad einer Antenne verschlechtert sich also um so mehr, je kleiner der Strahlungswiderstand einer Antenne bei gleichen Verlusten wird. Dementsprechend muß die Antenne abgestimmt – in Resonanz – sein, da der Eingangswiderstand dann ein Maximum durchläuft und reell ist. Der Antenneneingangswiderstand ist im allgemeinen nach (45) komplex und wird auch als Antennenimpedanz Z_A bezeichnet. Für den Blindanteil $j \cdot X_A$ der Antennenimpedanz gilt

$$j X_A = -j \cdot Z_A \cdot \cot \frac{2 \cdot \pi \cdot l}{\lambda} \quad \text{für Stabantenne} \tag{48a}$$

und

$$j X_A = -j \cdot Z_D \cdot \cot \frac{\pi \cdot l}{\lambda} \quad \text{für Dipol,} \tag{48b}$$

mit Z_D – Wellenwiderstand des Dipols und Z_A – Wellenwiderstand der Stabantenne.

Für den Wellenwiderstand der Stabantenne ist einzusetzen

$$Z_A = 60 \cdot \ln 1{,}15 \cdot \frac{l}{d} \tag{49a}$$

und für den Dipol

$$Z_D = 120 \cdot \ln 0{,}575 \cdot \frac{l}{d} \tag{49b}$$

mit l – Antennenlänge in cm, d – Durchmesser des Antennenstabes in cm, Z_A und Z_D in Ω.

(48) und (49) gestatten exakte Aussagen über das elektrische Verhalten der Antenne in Abhängigkeit von ihrer Länge. Für die verkürzte Stabantenne $l < \lambda/4$ ergibt die negative Cotangens-Funktion (48b) einen kapazitiven Blindwiderstand; die verkürzte Stabantenne hat also einen kapazitiven Fußpunktwiderstand, den die Verlängerungsspule kompensiert. Bei $l = \lambda/4$ wird der Blindanteil Null, um dann für Antennenlänge $\lambda/4 < l < \lambda/2$ induktiv und bei $l = \lambda/2$ wieder Null zu werden. Die $\lambda/4$-Stabantenne kann mit einem in Resonanz befindlichen verlustbehafteten Reihenschwingkreis verglichen werden. Der Verlustwiderstand ist der Fußpunktwiderstand mit $R_A \approx 30\ \Omega$.

Die $\lambda/2$-Stabantenne verhält sich dann wie ein in Resonanz befindlicher Parallelschwingkreis.

Verkürzungsfaktor

Die vorstehenden Betrachtungen gelten für den Fall, daß die Antenne aus unendlich dünnem Draht besteht. In der Praxis werden aber für die Modellfernsteuerung Teleskopantennen mit einer endlichen Oberfläche benutzt. Diese Antennenoberfläche muß man berücksichtigen. Wird die Antennenkapazität durch die Oberfläche der Antenne dargestellt, so kann man sich die Antenneninduktivität durch die Antennenlänge verwirklicht denken. Erhöht sich die Antennenkapazität durch eine vergrößerte Oberfläche, so muß zur Einhaltung der Resonanzbedingung die Induktivität verringert werden. Das bedeutet aber, daß die Antenne kürzer ist, als theoretisch errechnet. Bei Fernsteuersendeantennen wird mit einem Verkürzungsfaktor von 0,95 gerechnet. Damit ergeben sich folgende Werte für die Antennenlänge:

Frequenz f	13,56 MHz	27,12 MHz
Wellenlänge	22,12 m	11,06 m
$^\lambda/4$-Antenne bei Verkürzungsfaktor 0,95	5,25 m	2,62 m
$^\lambda/2$-Dipol bei Verkürzungsfaktor 0,95	10,50 m	5,25 m

Aus diesen zunächst theoretischen Überlegungen sind einige wichtige praktische Schlußfolgerungen zu ziehen.

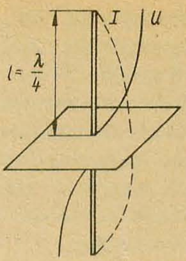


Bild 4.28
Entstehung der Stabantenne (λ/4-Antenne)

Die erste Überlegung betrifft die Antennenlänge. Aus der vorstehenden Übersicht geht hervor, daß Dipolantennen für 13,56 MHz und 27,12 MHz wegen ihrer unhandlichen Größe für den Portablebetrieb des Fernsteuersenders ungeeignet sind. Nur die $^\lambda/_4$-Antenne mit 2,62 m für 27,12 MHz bliebe als sinnvolle Lösung, wobei selbst Antennen mit einer Länge von 2,62 m in der Praxis kaum benutzt werden. Die gebräuchlichen Sendeantennen haben eine Länge von 1,00 m bis 1,80 m. Die Sendeantenne wird also fast immer eine verkürzte $^\lambda/_4$-Antenne sein. Beim Aufbau einer $^\lambda/_4$-Antenne, die man auch als *Marconi*-Antenne bezeichnet, muß folgendes beachtet werden. Auf einem Dipol existieren im Speisepunkt ein »Strombauch« und ein »Spannungsknoten« (Bild 4.26), und das zugehörige elektromagnetische Feld der Antenne ist symmetrisch. Man kann senkrecht zum Dipol durch den Speisepunkt eine große ideal leitende Fläche legen und verändert damit an der Feldverteilung der Antenne nichts (Bild 4.28). Nun kann, ohne daß das Feld oberhalb der Platte beeinflußt wird, die untere Dipolhälfte weggelassen werden. Aus den bisherigen Darlegungen geht hervor, daß sich dabei nur die Strahlungsleistung und der Strahlungswiderstand halbieren. Diese Möglichkeit wird in der Funkfernsteuerung genutzt, da man die Erdoberfläche mit einiger Vernachlässigung als gutleitende Schicht betrachten kann. Die Fernsteuerantenne ist also eine geerdete (erdsymmetrische) Stabantenne oder auch *Marconi*-Antenne, die bei senkrechter Aufstellung eine vertikal polarisierte Welle erzeugt. Wird die Antenne über der Erde, etwa in einem Flugmodell angebracht, so nennt man sie eine asymmetrische Antenne, und die große, gutleitende Fläche bzw. Erde ist dann durch möglichst ausgedehnte Metallteile zu ersetzen, um ähnliche Verhältnisse zu schaffen. Aus den Erörterungen zum

Strahlungswiderstand geht hervor, daß der Erdwiderstand als Verlustwiderstand auftritt. Das bedeutet aber, daß man den Erdwiderstand, sofern er beeinflußt werden kann, verringern muß. Die Schlußfolgerung daraus kann nur sein, daß das Sendergehäuse möglichst aus Metall hergestellt wird und einen guten Kontakt über den Körper zur Erde gewährleistet. Das Sendergehäuse wird damit zum Bestandteil der Antenne und beeinflußt wesentlich die abgestrahlte HF-Leistung.

Weitere Schlußfolgerungen, vor allem für die Konstruktion des Senders: Der HF-Teil soll möglichst in der Nähe der Antenne angebracht werden, damit der HF-Speisepunkt sehr dicht am Antennenfußpunkt liegt. Lange Leitungen erhöhen die Verluste, da sie nicht zur Abstrahlung beitragen. Dicht neben dem Antennenfußpunkt wird das Sendergehäuse gut leitend mit einem dicken Kupferdraht mit dem Masseanschluß des Sender-HF-Teils verbunden. Da das Sendergehäuse gewissermaßen die zweite Dipolhälfte darstellt, sind kurze, gutleitende Verbindungen ebenfalls Voraussetzung für eine einwandfreie Funktion. Das Sendergehäuse wird *nur an einem* Punkt mit der Masseleitung der gesamten Senderschaltung verbunden. Dieser Punkt ist nach den bisherigen Darlegungen entweder der Fußpunkt bzw. das »kalte Ende« der Koppelspule der Antenne oder aber das »kalte Ende« des letzten Kondensators des π-Filters, das die Antenne anpaßt. Die Senderschaltung darf dann aber an keiner anderen Stelle mehr leitenden Kontakt mit dem Sendergehäuse haben. Solche HF-Nebenwege verursachen oft unliebsame Schwingungen (HF-Flackern). Diese Maßnahmen einer optimalen Antennenspeisung und guten Erdung beeinflussen unmittelbar die Reichweite des Senders. Daß die Senderreichweite aber auch von anderen Faktoren abhängt, geht aus dem Richtdiagramm einer Stabantenne in bezug auf Erdübergangs- und Erdwiderstand hervor (Bild 4.29). Zum Beispiel nimmt die Reichweite in Wassernähe oder bei feuchtem Boden ganz wesentlich zu. Ein weiteres Problem besteht in den für 27,12 MHz zu kurzen Antennenstäben. Nach Gleichung (46) verringert sich der Strahlungswiderstand einer verkürzten Antenne, dagegen wird aber im Interesse eines hohen Antennenwirkungsgrades (49) ein hoher Strahlungswiderstand bei gegebenem Verlustwiderstand angestrebt. Die mechanisch zu kurze und damit kapazitiv gewordene Antenne muß also elektrisch »verlängert« werden. Eine Induktivität, eine »Verlängerungsspule«, kompensiert die kapazitiven Blindanteile. Eine in der Weise auf Resonanz abgestimmte Antenne hat dann wieder einen Strahlungswiderstand von etwa 35 Ω, der durch ein π-Filter ohne Schwierigkeiten angepaßt werden kann. In der Praxis haben sich zwei Versionen bewährt: die Einschaltung der Verlängerungsspule im Antennenfußpunkt oder in der Antennenmitte. Der wirksamste Punkt für die Einschaltung der Zusatzinduktivität ist der Antennenfußpunkt, da an dieser Stelle der größte Antennenstrom fließt. Die Verlängerungsspule soll eine möglichst

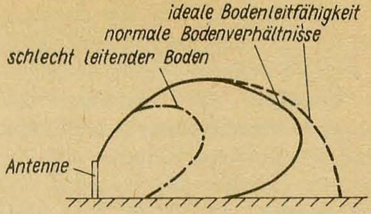


Bild 4.29
Richtdiagramm einer Stabantenne bei unterschiedlicher Bodenleitfähigkeit

hohe Güte haben. Um die Antenne genau auf Resonanz abstimmen zu können, wird sie meist mit einem Abgleichkern versehen. Die Verlängerungsspule im Antennenfußpunkt bietet den Vorteil des leichten Einbaus und der bequemen Abstimmung während des Sendebetriebes. Durch sie wird aber auch die effektive Antennenhöhe wesentlich herabgesetzt, denn durch den Einbau der Spule bleibt ein Teil des Antennenfeldes im Senderinneren konzentriert und damit von der Abstrahlung ausgeschlossen (Bild 4.30). Von dieser Überlegung her ist es günstiger, wenn man die erforderliche Verlängerungsspule nicht am Antennenfußpunkt, sondern in der Antennenmitte anbringt, da sich dadurch die Abstrahlung der verkürzten Antenne gegenüber der Antenne mit Fußpunktspule verbessert. Dieser Zusammenhang geht aus dem Vergleich der Feldverteilung einer Antenne mit Verlängerungsspule im Fußpunkt mit der Feldverteilung einer Antenne mit zentral angebrachter Verlängerungsspule, auch Zentralladespule bzw. CLC-Antenne (*C*entral-*L*oading-*C*oil) genannt, hervor. Da der Strom in Antennenmitte geringer ist als im Fußpunkt, muß die Zentralspule eine höhere Induktivität bzw. Windungszahl haben als die Fußpunktspule. Für die Zentralspule in Antennenmitte wickelt man 30 Windungen aus 1 mm starkem Kupferlackdraht auf einen Isolierkörper von 20 mm Durchmesser (PVC oder Piacryl). Den elektrischen Vorzügen der Zentralspule stehen mechanische Nachteile gegenüber. Die Spule muß stabil und trotzdem leicht ausgeführt sein, damit sie einerseits ihre elektrischen Daten gewährleistet (unveränderliche Induktivität, guter Kontakt), aber auch andererseits die schlanke Antenne gewichtsmäßig nicht zu sehr belastet. Vor- und Nachteile

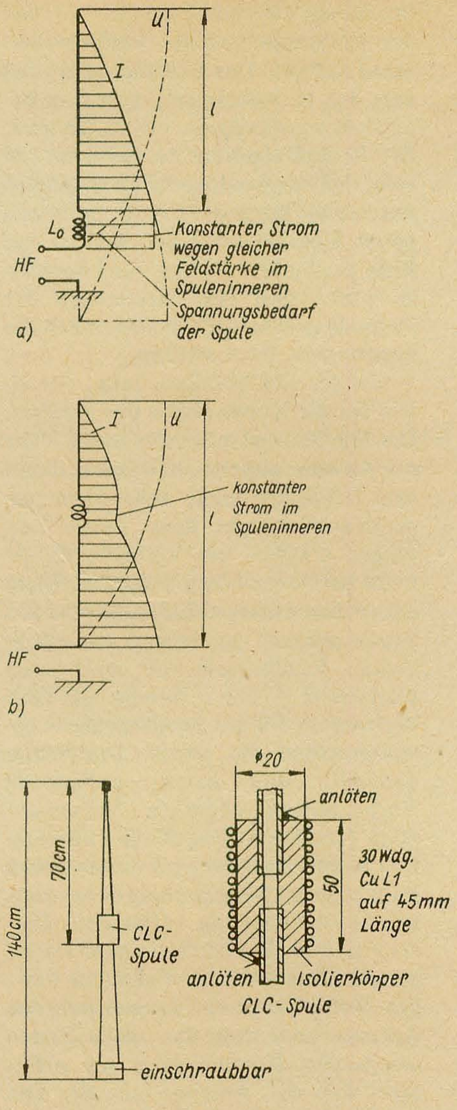

U
I
l
L_0
HF
Konstanter Strom wegen gleicher Feldstärke im Spuleninneren
Spannungsbedarf der Spule
a)
I
U
konstanter Strom im Spuleninneren
l
HF
b)
ϕ20
anlöten
30 Wdg. CuL1 auf 45 mm Länge
50
70cm
140cm
CLC-Spule
anlöten
Isolierkörper
CLC-Spule
einschraubbar

Bild 4.30
Antennenverlängerungsspule; a – Fußpunktspule, b – CLC-Antenne, c – Konstruktion einer CLC-Antenne

der jeweiligen Lösung muß der Fernsteueramateur selbst abwägen.

Die Gleichungen (42) bis (47) gelten, streng genommen, für die ideal geerdete Stabantenne, also für die Stabantenne mit im Vergleich zur Wellenlänge großem »Gegengewicht«. Beim Fernsteuersender bildet das kleine Sendergehäuse sowie die Hand- und Körperkapazität des Fernsteuerpiloten das »Gegengewicht«, so daß diese Bedingung kaum erfüllt ist. Demzufolge reagiert die künstlich verlängerte Antenne empfindlicher gegen Verstimmungen bei Annäherung an leitende Flächen, wie sie z. B. der Fernsteuerpilot und seine nähere Umgebung darstellen. Um wenigstens beim Senderbetrieb hinsichtlich Hand- und Körperkapazität einigermaßen definierte Verhältnisse zu erhalten, muß der Sender beim Abgleichvorgang fest in der Hand gehalten werden. Auf diese Weise wird die Hand- und Körperkapazität sicher berücksichtigt. Würde man nämlich den Abgleichvorgang nur am »freistehenden« Sender vornehmen, träte während des Fernsteuerbetriebes durch den Einfluß von Hand- und Körperkapazitäten eine starke Verstimmung der Antenne ein, und die Strahlungsleistung ginge dadurch wesentlich zurück. Selbst wenn das Feldstärkemeßgerät für den Fall »freistehender Sender« mehr anzeigt als für »Sender fest in der Hand«, darf man sich dadurch nicht täuschen lassen. Wird nämlich der »freistehend« abgeglichene Sender in die Hand genommen und dann die Senderfeldstärke bei gleicher Strahlrichtung und gleichem Abstand gemessen, so erhält man einen wesentlich geringeren Wert als für den »fest in der Hand« abgeglichenen Sender.

Vergleichbare Aussagen über die Strahlungsleistung eines Fernsteuersenders können nur durch Beobachtung der Fernfeldstärke in einem Abstand von mindestens $4 \cdot \lambda$ vom Sender gewonnen werden. Den optimalen Sender- bzw. Antennenabgleich erzielt man, wenn dieser Vorgang unter Betriebsbedingungen (Sender fest in der Hand, freies Gelände ohne Reflexionen) durch eine Feldstärkemessung außerhalb des Nahfeldes geschieht. Da die Bedingung $S > 4 \cdot \lambda$ (S – Abstand Sender – Feldstärkemesser) vom Amateur nur schwer zu realisieren ist, sollte sie wenigstens mit $S = 1 \cdot \lambda \approx 10$ m angenähert werden. Ein Feldstärkemesser, der nur im Abstand von 1 bis 2 m vom Sender aufgestellt wird, erlaubt keine Aussagen über den Verlauf des Fernfeldes, denn gerade das ist ja für den Fernsteuerbetrieb von Bedeutung. Durch das relativ geringe »Gegengewicht« des Senders sinkt außerdem der Strahlungswiderstand (46) unter den errechneten Wert. Die in Abschnitt 4.2.1.2., HF-Leistungsverstärker, durchgeführten Berechnungen und deren Ergebnisse sind daher nur Näherungswerte.

Im 27,12-MHz-Band wird die künstlich verlängerte $\lambda/_4$-Stabantenne am meisten benutzt. Da jeder Zentimeter freie Antennenlänge den Antennenwirkungsgrad verbessert und damit die Strahlungsleistung erhöht, sollte der Antennenstab so lang wie möglich sein. Gebräuchlich sind Teleskopantennen von 1,20 bis 1,50 m Länge. Für den rauhen Fernsteuerbetrieb wählt man also die längste erhältliche und solideste Ausführungsform. Sendeantennen von z. B. nur 1 m Länge sind gleichbedeutend mit schlechtem Antennenwirkungsgrad und verschenkter HF-Leistung.

Problematisch, aber in anderer Hinsicht, ist die Antennenkonstruktion für das UHF-Gebiet. Die elektrisch günstigste Lösung, die am besten an die PA-Stufe angepaßt werden kann und kein »Gegengewicht« erfordert, ist der $\lambda/_2$-Dipol. Da der Sender aber eine Rundstrahlcharakteristik haben soll, muß der Dipol vertikal polarisiert sein. Damit wird er aber für den Sender unhandlich. Elektrisch noch vorteilhafter wäre wegen des Antennengewinns eine *Yagi*-Antenne, die aber wegen ihrer ausgesprochenen Richtcharakteristik die Senderhandhabung erschwert. Mit dieser Antenne müßte immer auf das Modell gezielt werden. Demzufolge bleibt also für den UHF-Sender die zwar elektrisch etwas ungünstigere, aber dafür besser handhabbare Stabantenne.

Bessere Strahlungseigenschaften als die $\lambda/_4$-Stabantenne hat die $^5/_8$-λ-Stabantenne. Bei 433 MHz wäre sie etwa 43 cm lang und damit vergleichsweise zu den Antennen des 27,12-MHz-Bandes ausgesprochen handlich. Weitere Vorteile der $^5/_8$-λ-Stabantenne sind der Fußpunktwiderstand von etwa 60 Ω und ihre Unempfindlichkeit gegen die Größe des »Gegengewichts«. Die kapazitive Komponente der $^5/_8$-λ-Stabantenne wird in bewährter Weise durch eine Spule im Antennenfußpunkt kompensiert.

Die Betrachtungen über die Wellenausbreitung gelten annähernd für den Frequenzbereich von 25 bis 150 MHz. Die Reichweite der Wellen dieses Bereichs entspricht praktisch der optischen Sichtweite. Durch Beugung und Brechung des Sendestrahls in dichteren Luftschichten kann die Radiosichtweite etwa 20 % größer als die optische Sichtweite sein. Die Radiosichtweite berechnet man für ebenes Gelände nach

$$S_R = 4{,}12 \cdot (\sqrt{h_S} + \sqrt{h_E}), \qquad (50)$$

mit S_R – Radiosichtweite in km, h_S – Höhe der Sendeantenne in m und h_E – Höhe der Empfängerantenne in m.

Für ein ferngesteuertes Schiffs- bzw. Flugmodell in Bodennähe ergibt sich für $h_S = 2{,}5$ m und $h_E = 1$ m eine Radiosichtweite von $S_R = 10{,}95$ km. Selbst wenn die Radiosichtweite durch die Schattenwirkung von Hindernissen verringert wird, reicht sie für die sichere Fernsteuerung von Flug- und Schiffsmodellen noch aus. Zur Berechnung der Strahlungsleistung eines Senders bezieht man sich auf den $\lambda/_2$-Dipol. Der Antennenwirkungsgrad η_A des $\lambda/_2$-Dipols ist 1. Da aber Fernsteuersender mit verkürzten Antennen arbeiten, beträgt η_A je nach Antennenlänge meist nur 0,2 bis 0,5. Antennenverlängerungsspulen am Fußpunkt oder in der Mitte der Antenne verbessern deren Abstimmung und erhöhen damit den Wirkungsgrad. Gleichzeitig reagiert die Antenne empfindlicher auf Abstimmänderungen, wie z. B. die Annäherung an leitende Flächen (Wände, Menschen). Das zeigt bereits, daß sich für die Strahlungsleistung nur Näherungswerte angeben lassen, die je nach den Betriebsbedingungen Abweichungen unterliegen. In der Hauptstrahlrichtung (senkrecht zu den Antennenstäben) erzeugt der $\lambda/_2$-Dipol im freien Raum eine Feldstärke E_0 von

$$E_0 = \frac{7 \cdot \sqrt{P_S}}{R}, \qquad (51)$$

mit E_0 – Freiraumfeldstärke in V/m, P_S – Strahlungsleistung in W und R – Entfernung in m.

Gleichung (51) gilt nur für den freien Raum. Da die Modelle aber auch in Bodennähe ferngesteuert werden sollen, ist die Reflexion an der Erdoberfläche zu berücksichtigen, weil sie die mit Gleichung (51) errechneten Werte reduziert. Für Frequenzen über 25 MHz kann der Erdboden als gutleitende Fläche betrachtet werden. Eine auftreffende Welle wird wie an einem Spiegel verlustfrei reflektiert und erfährt dabei einen Phasensprung von 180°. Sie breitet sich aber nach der Reflexion gegenphasig zur Ursprungwelle weiter aus (Bild 4.31). An der Empfangsantenne kommen also zwei Sendestrahlen, der direkte und der reflektierte Strahl, an. Wären die Entfernungen S_1 und S_2 gleich groß, würde am Punkt E wegen der 180° Phasendrehung der reflektierten Welle die Sendewelle total ausgelöscht werden. Nur bei Wegdifferenzen (Laufzeitunterschieden) zwischen S_1 und S_2 ergibt sich am Empfangsort eine Differenzspannung der beiden Sendestrahlen. Die Differenzspannung ist um so größer, je höher sich h_S und h_E über dem Erdboden befinden. Die Antennenhöhe hat damit einen wesentlichen Einfluß auf die Sendereichweite. Unter Berücksichtigung der Bedingungen Bodenreflexion und ebenes Gelände erhält man innerhalb der Radiosichtweite für E

$$E = \frac{7 \cdot \sqrt{P_S} \cdot 4 \cdot \pi \cdot h_S \cdot h_E}{R^2 \cdot \lambda} \qquad (52)$$

und bei Umstellung nach R:

$$R = \sqrt{\frac{7 \cdot \sqrt{P_S} \cdot 4 \cdot \pi \cdot h_S \cdot h_E}{E \cdot \lambda}}.$$

Mit der Empfangsfeldstärke E liefert ein $\lambda/2$-Dipol bei Leistungsanpassung die Spannung $U_{\lambda/2}$:

$$U_{\frac{\lambda}{2}} = \frac{E \cdot \lambda}{2 \cdot \pi}. \qquad (53)$$

Die Handhabung der Formeln sei an einem Beispiel erläutert.

Gegeben:
Fernsteuersender für 27,12 MHz,
Strahlungsleistung $P_S = 200$ mW,
Antennenwirkungsgrad des Senders $\eta_{AS} = 0{,}3$,
Antennenhöhe $h_S = 1{,}5$ m,
Empfängerempfindlichkeit
$U_E = 4\ \mu$V,

Antennenwirkungsgrad des Empfängers $\eta_{AE} = 0{,}1$,
minimale Flughöhe bei maximaler Reichweite ergibt Antennenhöhe des Empfängers $h_E = 5$ m.
Für Schwund durch Abweichung der Empfängerantenne von der Hauptstrahlrichtung wird ein Sicherheitsfaktor 10 vorgesehen.

Berechnung:
Nach (53) erhält man:

$$E = \frac{U_{\lambda/2} \cdot 2 \cdot \pi}{\lambda},$$

$$E = \frac{4\ \mu\text{V} \cdot 2 \cdot 3{,}14}{11{,}06\ \text{m}} = 2{,}57\,\frac{\mu\text{V}}{\text{m}}.$$

Mit dem Sicherheitsfaktor 10 und $\eta_{AE} = 0{,}1$ wird $E' = 257\,\frac{\mu\text{V}}{\text{m}}$.

Nach (52) ergibt sich für die maximale Entfernung zwischen Sender und Empfänger, entspricht der Reichweite, R:

$$R = \sqrt{\frac{7 \cdot \sqrt{200\ \text{mW}} \cdot 0{,}3 \cdot 4 \cdot 3{,}14 \cdot 1{,}5\ \text{m} \cdot 5\ \text{m} \cdot \text{m}}{257\ \mu\text{V} \cdot 11{,}06\ \text{m}}},$$

$$R \approx 2{,}25 \cdot 10^2\ \text{m},$$

$$R \approx 225\ \text{m}$$

und für $h_E = 50$ m:

$$R \approx 680\ \text{m}.$$

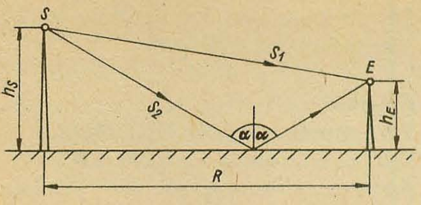


Bild 4.31
Ausbreitung von UKW-Wellen in Bodennähe

Daraus sind folgende Schlußfolgerungen zu ziehen:

– Eine Steigerung der Sendeleistung zur Vergrößerung der Reichweite ist unrentabel (für den Fernsteueramateur), denn zur Verdopplung der Reichweite muß nach (52) die Leistung auf das Sechzehnfache gesteigert werden.

– Besondere Aufmerksamkeit sollte der Fernsteueramateur der Antennenhöhe und der Antennengestaltung (Abstimmung, Antennengewinn) widmen, da sie mit einfachen Mitteln beeinflußt werden können.

– Die Reichweite eines Senders ist in besonderem Maße von der Empfindlichkeit des Empfängers abhängig. Diese wiederum wird von der Empfängerantenne (Abstimmung, Gewinn, Anpassung), der Rauschzahl der Eingangsstufe, der Empfängerbandbreite und der Modulationsart bestimmt.

– Je größer die Wellenlänge ist, um so geringer wird nach (52) die Sendereichweite, um so schlechter wird aber nach (44) und (47) auch der Antennenwirkungsgrad.

4.2.1.5. Modulation

Wesentliche Funktionen des Senders, wie Kommandokodierung, HF-Erzeugung und Abstrahlung, sind bisher erörtert worden. Um aber das in Form eines elektrischen Signals kodierte Kommando auszusenden, muß es der HF-Schwingung aufgeprägt werden. Dieses Aufprägen einer Information auf die HF bezeichnet man als *Modulation*. Die HF-Schwingung wird durch die mathematische Form

$$u(t) = \hat{u} \cdot \cos(\omega_{\mathrm{HF}} t + \varphi), \tag{54}$$

mit $u(t)$ — Momentanwert, $\hat{u}$ — Amplitude, $\omega_{\mathrm{HF}} \cdot t$ — Frequenz und φ — Phase beschrieben.

Je nachdem, welchem der drei Bestimmungsstücke Amplitude, Frequenz oder Phase die Information aufgeprägt wird, spricht man von Amplituden-, Frequenz- oder Phasenmodulation. Im folgenden werden die wesentlichen physikalischen Zusammenhänge der drei Modulationsarten und ihre Anwendung im Modellfernsteuersender dargestellt.

Amplitudenmodulation

Die älteste und bekannteste Modulationsart ist die Amplitudenmodulation. Bei ihr wird die Amplitude des Trägers im Takt der NF beeinflußt, d. h., die Sendeleistung schwankt mit der Modulation (Bild 4.32). Die modulierte HF-Schwingung wird durch die Gleichung

$$u(t) = \hat{u} \cdot \cos \omega_{\mathrm{HF}} t \cdot (1 + m \cdot \cos \omega_{\mathrm{NF}} t) \tag{55}$$

beschrieben, aus der man durch Umformung erhält:

$$u(t) = \hat{u} \left[\cos \omega_{\mathrm{HF}} t + \frac{m}{2} \cos(\omega_{\mathrm{HF}} + \omega_{\mathrm{NF}}) t + \frac{m}{2} \cos(\omega_{\mathrm{HF}} - \omega_{\mathrm{NF}}) t \right]. \tag{56}$$

Die Stärke der Modulation wird durch den Modulationsgrad *m* ausgedrückt. *m* ist als Verhältnis definiert:

$$m = \frac{G - K}{G + K} \cdot 100\,\%, \tag{57}$$

(G und K s. Bild 4.32).

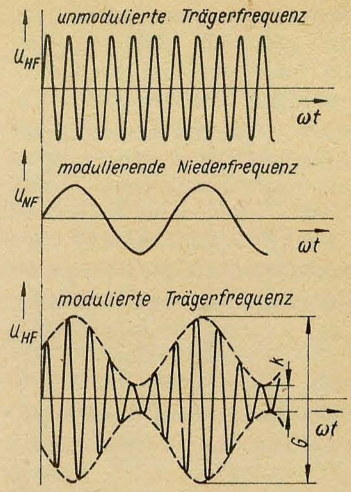

unmodulierte Trägerfrequenz
u_{HF}
ωt
modulierende Niederfrequenz
u_{NF}
ωt
modulierte Trägerfrequenz
u_{HF}
K
G
ωt

Bild 4.32
Amplitudenmodulierte HF-Schwingung

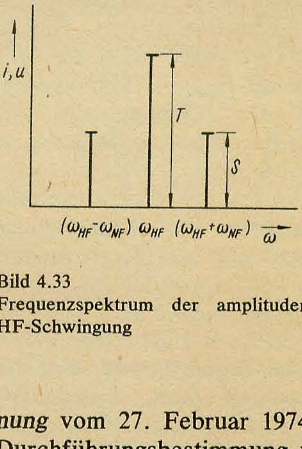

i, u
T
S
$(\omega_{HF}-\omega_{NF})$ ω_{HF} $(\omega_{HF}+\omega_{NF})$
ω

Bild 4.33
Frequenzspektrum der amplitudenmodulierten HF-Schwingung

Aus Gleichung (56) geht hervor, daß die modulierte Schwingung neben dem Träger (ω_{NF}) noch die beiden Seitenbänder ($\omega_{HF} + \omega_{NF}$) und ($\omega_{HF} - \omega_{NF}$) enthält. Dabei sind die Seitenbänder die eigentlichen Träger der Information, sie haben aber nur die halbe Amplitude der HF-Schwingung (Bild 4.33). Aus dieser Erkenntnis leitet sich eine wichtige Schlußfolgerung für die Modulation des Fernsteuersenders ab: Für die Signalamplitude bei der Demodulation im Empfänger ist nur die Größe der Seitenbandleistung P_{SB} entscheidend, denn nur sie beinhaltet die Information. Um maximale Sendereichweiten zu erzielen, macht man daher die Seitenbandleistung so groß wie möglich. Maximale Seitenbandleistung bei gleicher Trägerleistung des Senders wird aber bei $m = 1$, also 100%iger Modulation erreicht. Den Fernsteuersender betreibt man demzufolge möglichst mit dem Modulationsgrad $m = 1$. Aus Gleichung (56) ist aber noch eine weitere Schlußfolgerung abzuleiten. Das AM-Frequenzspektrum enthält ein oberes und ein unteres Seitenband der Bandbreite B_{NF}. Also gilt für die HF-Bandbreite:

$$B_{HF} = 2 \cdot B_{NF}. \tag{58}$$

Damit ist die für die Signalübertragung erforderliche HF-Bandbreite doppelt so groß wie die NF-Bandbreite. Die international übliche HF-Kanaleinteilung des 27,12-MHz-Fernsteuerbandes s. a. Tabelle 2.2., S. 20) legt ein 20-kHz-(30-kHz-)Kanalraster zugrunde. Für Betrachtungen der Senderbandbreite muß aber die kleinste Kanalbandbreite als Bezugswert genommen werden. In der *Landfunkordnung* vom 27. Februar 1974 und der Durchführungsbestimmung wird über die HF-Bandbreite der Modellfernsteueranlagen nur ausgesagt, daß sie nicht größer als zur Übertragung der Information erforderlich sein soll und innerhalb der vorgegebenen Toleranz von ±0,6% für das 27,12-MHz-Band liegen muß. Um nun trotzdem zu konkreten Aussagen über die HF-Bandbreite zu gelangen, werden bei den weiteren Betrachtungen die Festlegungen für Handfunksprechgeräte auf die

Modellfernsteuerung angewendet, obwohl das gesetzlich nicht gefordert wird. Im Interesse einer maximalen Bandausnutzung geht man bei Sprechfunkgeräten vom 20-kHz-Raster auf das 10-kHz-Raster über. Dabei wird die maximale Senderbandbreite mit 8 kHz vorgegeben. Zwischen den Sendern ist damit ein Sicherheitsabstand von 4 kHz vorhanden. Auf die Belange der Modellfernsteuerung angewendet, bedeutet der 4-kHz-Sicherheitsabstand, daß für einen Fernsteuerkanal die HF-Bandbreite $B_{\mathrm{HF}} = 18$ kHz zur Verfügung steht. Das entspricht einer NF-Bandbreite von $B_{\mathrm{NF}} = 9$ kHz. Höhere Niederfrequenzen als 9 kHz können bei diesem Kanalraster also nicht übertragen werden.

Bei der Anwendung schmalbandiger Digitalanlagen unter Zugrundelegung des 15-kHz-Kanalrasters (s. a. Tabelle 2.3., S. 21) verringert sich die HF-Bandbreite auf $B_{\mathrm{HF}} = 13$ kHz und damit auch die NF-Bandbreite auf $B_{\mathrm{NF}} = 6{,}5$ kHz. Moderne Digitalanlagen schöpfen diese Bandbreite noch nicht einmal voll aus. Führt man eine Frequenzanalyse des Digitalsignals entsprechend Bild 3.25 durch, so enthalten die Austastimpulse mit 1,0 ms Mindestabstand und 0,2 ms Dauer eine Grundfrequenz von 1 kHz. Durch Verschleifen der Impulsflanken wird der Oberwellenanteil stark vermindert, denn zur einwandfreien Wiedergabe dieses Signals reicht die Übertragung der Oberwellen 1. bis 4. Ordnung aus. Der Wert der 4. Oberwelle beträgt $5 \cdot f_0 = 5$ kHz, so daß man eine NF-Bandbreite von maximal $B_{\mathrm{NF}} = 5$ kHz erhält. Der Regelfall wird allerdings sein, daß der Sender mit der mittleren Impulslänge von 1,6 ms arbeitet, daß sich also die Kanalknüppel in Mittelstellung befinden. Der Vollausschlag mit 1,0 ms tritt nur selten auf, und dann meist nur bei einem Kanal, höchstens bei zwei Kanälen gleichzeitig. Für den praktischen Fall ist es also durchaus zulässig, mit der mittleren Impulslänge von 1,6 ms zu rechnen. Damit erhält man für die Impulsfolge eine Grundfrequenz von etwa 625 Hz und die zugehörige Bandbreite bis zur 4. harmonischen mit $B_{\mathrm{NF}} \approx 3{,}125$ kHz. In guter Näherung kann also für B_{NF} ein Wert von 3,5 kHz angenommen werden. Auf diese Weise vergrößert sich der zunächst mit 4 kHz angenommene Sicherheitsabstand selbst bei Schmalbandbetrieb mit 15-kHz-Raster auf 9 kHz.

Dieser Sicherheitsabstand verhindert dann in der Praxis selbst bei weniger hochwertigen Schwingquarzen ein Übersprechen der Kanäle. Es können also zwei Fernsteueranlagen in zwei Nachbarkanälen, z. B. 27 und 28/29, und auch in örtlicher Nachbarschaft betrieben werden, ohne daß es zu gegenseitigen Störungen kommt. Die NF-kodierten Tip-Anlagen erfordern allerdings eine größere Bandbreite als die Digitalanlagen (s. a. Tabelle 3.1., S. 25). Die Digitalanlage bietet also nicht nur Vorteile hinsichtlich einer vollkommeneren Steuertechnik (Proportionalsteuerung), sondern auch in bezug auf eine bessere Bandausnutzung. Dadurch ist der Parallelbetrieb von 19 schmalbandigen Anlagen im 27,12-MHz-Band möglich (Tabelle 2.3., S. 21). Welche Wege bei der Umsetzung der vorangegangenen Überlegungen in der Praxis der Schaltungstechnik beschritten werden, wird an einigen ausgewählten Beispielen gezeigt.

Moduliert wird die Trägerschwingung mit dem Modulationssignal, das der NF- bzw. Impulsteil des Senders liefert. Das Modulationssignal kann prinzipiell überall dort eingespeist werden, wo es die Amplitude der Trägerschwingung beeinflußt, also in

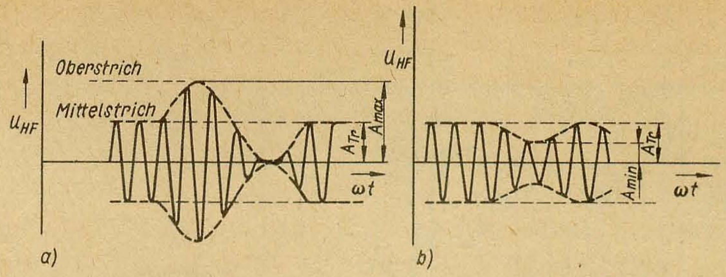

Oberstrich
Mittelstrich
U_{HF}
U_{HF}
A_{Tr}
A_{max}
A_{Tr}
A_{min}
ωt
ωt
a)
b)

Bild 4.34
Modulationsarten; a — Aufwärtsmodulation, b — Abwärtsmodulation

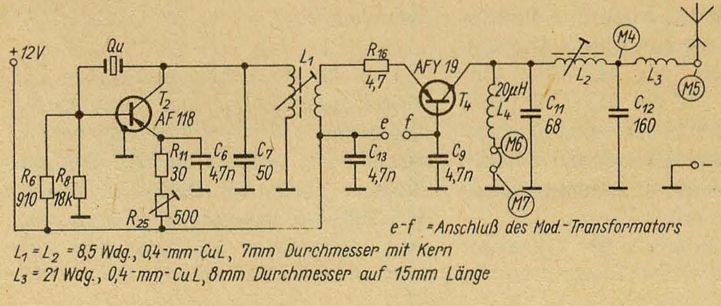
jeder HF-Stufe (Oszillator-, Treiber- oder Endstufe), und dort wiederum an Basis, Emitter oder Kollektor des HF-Transistors. Die sich daraus ergebenden technischen Lösungsmöglichkeiten haben gewisse Vor- und Nachteile, die im folgenden an einigen Schaltungsbeispielen kurz erläutert werden.

Bei der Modulation unterscheidet man die Aufwärts- und Abwärtsmodulation. Bei der Aufwärtsmodulation ist die Amplitude der modulierten Trägerschwingung (Oberstrich) größer als die Amplitude der unmodulierten Trägerschwingung – Mittelstrich – (Bild 4.34a). Dieses Verfahren erscheint auf den ersten Blick bestechend, da die Oberstrichleistung bei $m = 1$ das Vierfache der Mittelstrichleistung beträgt, erfordert aber auch einen höheren Schaltungsaufwand (Modulationstransformator). Bei den Fernsteuersendern hat sich daher allgemein die Abwärtsmodulation durchgesetzt, bei der die Oberstrichleistung gleich der Mittelstrichleistung ist (Bild 4.34b).

Als Beispiel für die Aufwärtsmodulation sei der HF-Teil des Senders *Variophon 2* (Bild 4.35) betrachtet. Die PA-Stufe mit T_4 arbeitet in Basisschaltung. Das Modulationssignal wird über den Transformator L_1 in die Basis von T_4 eingekoppelt. Diese Variante erfordert einigen Schaltungsaufwand und eine exakte Arbeitspunkteinstellung, damit keine Modulationsverzerrungen entstehen. Sie ist bei anderen Sendern nicht angewendet worden.

Ersetzt man den Modulationstransformator durch einen Modulatortransistor, so arbeitet der Transistor gleichzeitig als Modulationsverstärker. Dieser Modulationsverstärker kann in die Basis-Emitter- oder Kollektorleitung

Bild 4.35
Zweistufiger Sender-HF-Teil mit Transformatormodulation (Sender: *Variophon 2*)


+12V
Qu
T_2
AF118
L_1
R_{16}
4,7
AFY19
T_4
L_2
L_3
M4
M5
M6
M7
20µH
L_4
C_{11}
68
C_{12}
160
e
f
C_{13}
4,7n
C_9
4,7n
R_{11}
30
C_6
4,7n
C_7
50
R_6
910
R_8
18k
R_{25}
500
e-f = Anschluß des Mod.-Transformators

$L_1 = L_2$ = 8,5 Wdg., 0,4-mm-CuL, 7mm Durchmesser mit Kern
L_3 = 21 Wdg., 0,4-mm-CuL, 8mm Durchmesser auf 15mm Länge

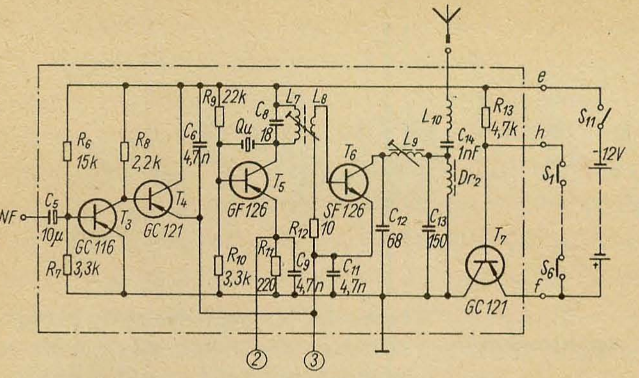


Bild 4.36 Zweistufiger Sender-HF-Teil mit Ruhestromaustastung (Anlage: *start*)

des HF-Transistors geschaltet werden. Mit ihm ist ebenfalls eine sinusförmige Modulation, aber nur vom Oberstrich abwärts, möglich. In der Praxis strebt man bei der Transistormodulation den Impuls- bzw. Schalterbetrieb an. Das hat folgenden Grund: Da das Signal meist im Empfänger mehr oder weniger stark begrenzt wird, ist eine exakte sinusförmige Modulation nicht notwendig. Man begrenzt also das Signal bereits im Modulator und gewinnt damit zwei entscheidende Vorteile. Erstens fällt die exakte Arbeitspunkteinstellung weg (Vereinfachung durch direkte Stufenkopplung), und zweitens wird der Modulatortransistor als Schalter betrieben (geringere Verlustleistung).

Dieses Modulationsverfahren wird beim Sender der Anlage *start* (Bild 4.36) angewendet. Der Modulatortransistor T_4 liegt mit dem PA-Stufentransistor T_6 in Reihe. Die Kondensatoren C_6 und C_{11} legen den Emitter von T_6 HF-mäßig auf Masse. Die sonstige Auslegung des HF-Teils entspricht genau der des HF-Teils nach Bild 4.35 und den in den vorangegangenen Abschnitten behandelten Überlegungen (Oszillator in Standardschaltung, PA-Stufe mit π-Filter).

Eine Besonderheit ist der Transistor T_7 bei dem Sender der Anlage *start*. Da der Tip-Sender nur dann HF abzustrahlen braucht, wenn man ein Kommando gibt, kann der Sender in den Pausen zwischen den Kommandos »abgeschaltet« werden. Das besorgt T_7, da seine Basis über den zweiten Kontakt des jeweiligen Kanalschalters auf Pluspotential gelegt wird. Auf diese Weise erhält der Sender nur dann Betriebsspannung, wenn man einen Kanal betätigt. Diese Version spart Strom, da der Sender nur bei Kommandogabe voll in Betrieb ist. Damit kann die Kapazität der eingebauten Batterien (3 × *3R 12*) optimal ausgenutzt werden. Bei regem Fernsteuerbetrieb amortisiert sich der Transistor T_7 recht bald durch die eingesparten Batteriekosten. Bei den Digitalsendern mit ihrem wesentlich höheren Leistungsbedarf ist dieses Verfahren nicht anwendbar, da ein ununterbrochener Funkkontakt zwischen Sender und Empfänger durch ständig wiederholte Impulsfolgen bestehen muß.

Daß die Endstufenmodulation mit Transistor im Emitterkreis auch bei den Digitalsendern mit Erfolg angewendet worden ist, beweist der HF-Teil des Senders *Varioprop* (Bild 4.37). Dieser HF-Teil wird gesondert auf einer kleinen Leiterplatte aufgebaut, ist voll abgeschirmt und dicht neben der

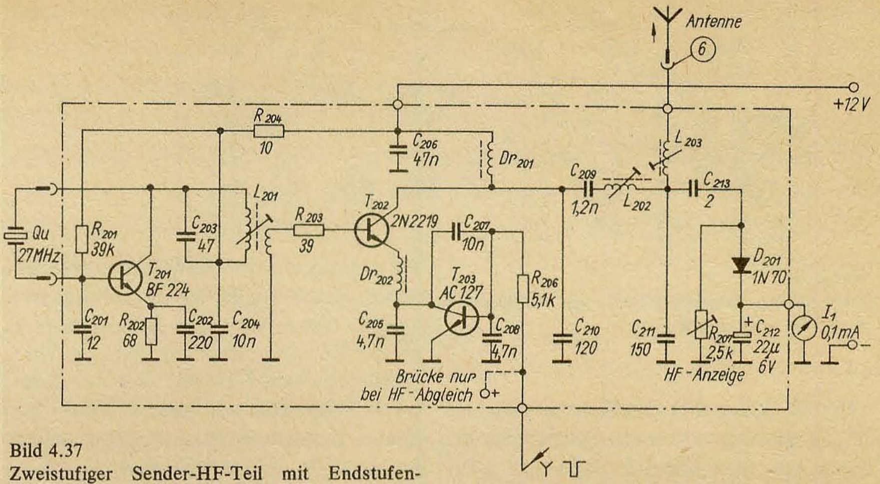
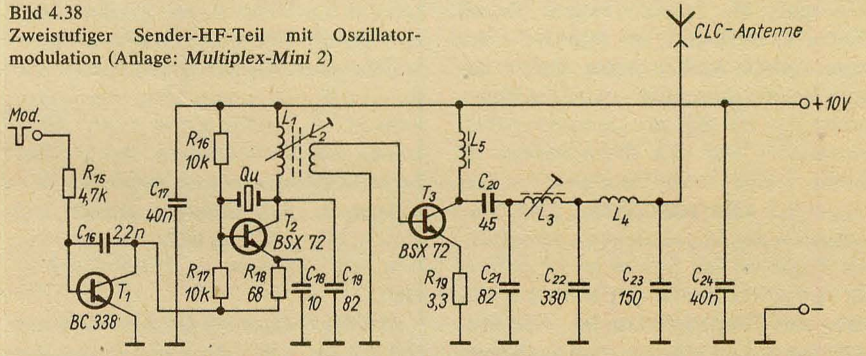

Antenne
6
+12 V
R204 10
C206 47n
Dr201
C209 1,2n
L202
L203
C213 2
Qu 27MHz
R201 39k
T201 BF 224
C203 47
L201
R203 39
T202 2N2219
C207 10n
Dr202
T203 AC 127
R206 5,1k
D201 1N70
C201 12
R202 68
C202 220
C204 10n
C205 4,7n
C208 4,7n
C210 120
C211 150
R207 2,5k
C212 22µ 6V
I1 0,1mA
Brücke nur bei HF-Abgleich
HF-Anzeige
Y

Bild 4.37
Zweistufiger Sender-HF-Teil mit Endstufenmodulation (Anlage: *Varioprop 12*)

Antennenbuchse im Sender untergebracht. Besonderheiten weist die Schaltung nicht auf. Auf die Schaltung zur Outputanzeige wird noch in einem anderen Zusammenhang eingegangen.

Im Modulatortransistor treten trotz Schalterbetriebs bei 500 mW HF-Leistung erhebliche Verlustleistungen auf. Daher moduliert man die Sender von Digitalanlagen möglichst in den Vorstufen, da dort geringere Modulationsleistungen erforderlich sind. Bei den Sendern vieler Hersteller und auch bei vielen Eigenbausendern wird der Oszillator moduliert. Stellvertretend für viele – im Prinzip aber doch gleichartige – Lösungen sei der HF-Teil des Senders *Mini 2* betrachtet (Bild 4.38). Der Modulatortransistor T_1 liegt in Reihe zum Oszillatortransistor T_2; er wird von den negativen Impulsen des monostabilen Multivibrators des Impulsteils kurzzeitig (etwa 0,2 ms) gesperrt. Der Modulatortransistor T_1

Bild 4.38
Zweistufiger Sender-HF-Teil mit Oszillatormodulation (Anlage: *Multiplex-Mini 2*)


CLC-Antenne
+10V
Mod.
R15 4,7k
C16 2,2n
T1 BC 338
R16 10k
C17 40n
Qu
L1
2
T2 BSX 72
R17 10k
R18 68
C18 10
C19 82
L5
T3 BSX 72
C20 45
L3
L4
R19 3,3
C21 82
C22 330
C23 150
C24 40n

$L_{1/2}$ = 12/4 Wdg., 0,5 mm-CuL, 7 mm Durchmesser mit Kern
L_3 = 9 Wdg., 0,8 mm-CuL, 7 mm Durchmesser mit Kern
L_4 = 12 Wdg., 1 mm-CuL, 7 mm Durchmesser
L_5 = 20 µH

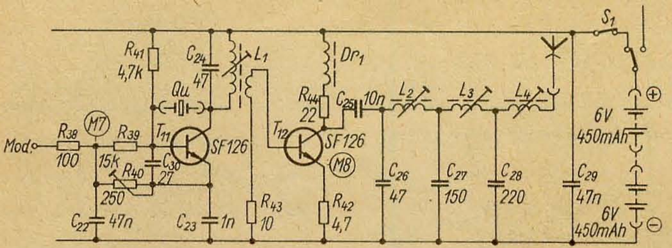
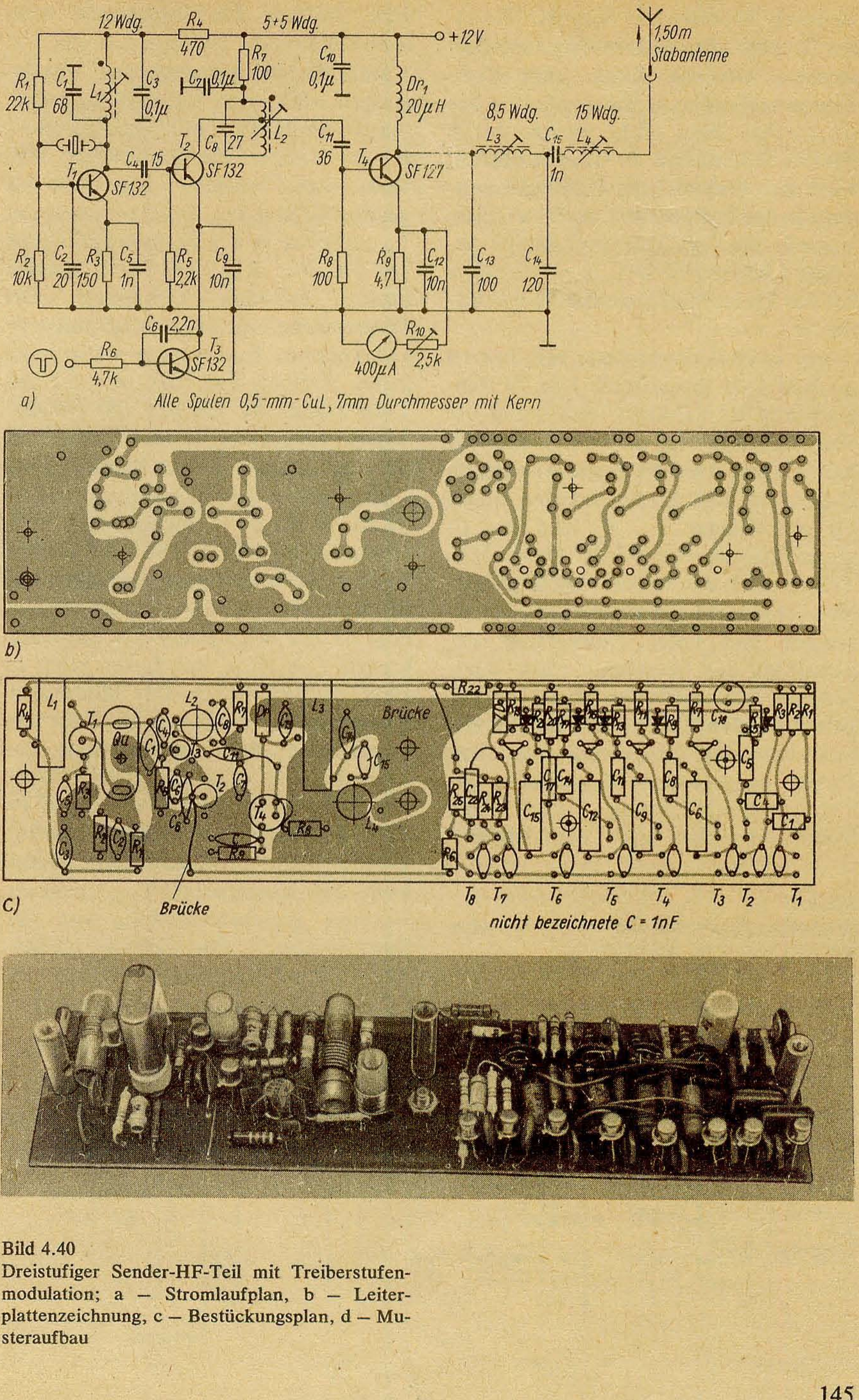


Bild 4.39
Zweistufiger Sender-HF-Teil mit Oszillatormodulation (Anlage: *start dp*)

schaltet damit den Oszillatortransistor T_2 für diese Zeit von der Betriebsspannung ab, und die HF-Schwingungen setzen aus. Damit werden die HF-Schwingungen im Takt der Austastimpulse unterbrochen, d. h. moduliert. Auf diese Weise ist mit relativ kleinen Leistungen und geringem Schaltungsaufwand 100%ige Modulation möglich.

Besondere Anforderungen werden allerdings an den Oszillatortransistor gestellt, der sehr gute HF- und Schwingeigenschaften haben muß. Damit T_2 vollständig abschaltet (entspricht $m = 1$), wird auch der Basisstrom mit ausgetastet. Die *RC*-Kombination R_{15}, C_{16} im Eingang von T_1 verzögert die Impulsflanken. Durch dieses Verschleifen der Impulse – der monostabile Multivibrator liefert exakte Rechteckimpulse – wird die Bandbreite des HF-Signals ganz wesentlich verringert. Für den Digitalsender ist damit eine NF-Bandbreite von $B_{NF} \approx 3{,}5$ kHz realisierbar. Das Verschleifen der Impulsflanken beeinflußt die Funktion der Anlage nicht nachteilig und gestattet die optimale Ausnutzung des Fernsteuerbandes. Die Modulation des Oszillators wird auch beim Sender der Anlage *start dp* angewendet (Bild 4.39). Allerdings ist man bei der Vereinfachung noch einen Schritt weiter gegangen – der Modulatortransistor fehlt. Seine Funktion übernimmt der zweite Transistor der Impulsformerstufe. Der Oszillator ist also der Kollektorarbeitswiderstand des monostabilen Multivibrators gemäß Bild 3.30. Diese Schaltungsversion wird selten benutzt, da Mehrfunktionsstufen (Impulsformung und Modulation) erfahrungsgemäß schwierig zu beherrschen sind. Bei der recht bescheidenen HF-Leistung von etwa 250 mW mag dieses Modulationsverfahren anwendbar sein. Weiter bietet dieser Sender-HF-Teil keine Besonderheiten. Der Arbeitspunkt des Oszillators wird mit R_{40} eingestellt. Die PA-Stufe ist induktiv angekoppelt. Zur wirksamen Oberwellenunterdrückung befindet sich ein Doppel-π-Filter im Kollektorkreis von T_{12}. Die nur 1,10 m lange Sendeantenne wird mit der Verlängerungsspule L_4 auf Resonanz abgestimmt. Die abgestrahlte Leistung dieses Senders ließe sich durch Überbrücken des Emitterwiderstands R_{42} mit einem Kondensator (5 nF) und einem längeren Antennenstab (L_4 nachstimmen!) von 1,40 m Länge erheblich steigern. Bei gleicher Stromaufnahme würde damit der Wirkungsgrad des Senders erhöht und gleichzeitig eine größere Reichweite bzw. ein verbesserter Störabstand erzielt.

Mit der Steigerung der Sendeleistung auf 0,8 bis 1 W haben sich dreistufige HF-Teile immer mehr durchgesetzt. Dadurch kann der Oszillator im Interesse der Frequenzkonstanz und des


12 Wdg.
R4
470
5+5 Wdg.
+12V
1,50m
Stabantenne
R1
22k
C1
68
L1
C3
0,1µ
C7
0,1µ
R7
100
C10
0,1µ
Dr1
20µH
8,5 Wdg.
15 Wdg.
L3
C15
L4
1n
C8
27
L2
C11
36
T1
SF132
C4
15
T2
SF132
T4
SF127
R2
10k
C2
20
R3
150
C5
1n
R5
2,2k
C9
10n
R8
100
R9
4,7
C12
10n
C13
100
C14
120
C6
2,2n
R6
4,7k
T3
SF132
R10
2,5k
400µA
a)
b)
c)
Brücke
Qu
R22
T8
T7
T6
T5
T4
T3
T2
T1

Alle Spulen 0,5-mm-CuL, 7mm Durchmesser mit Kern

nicht bezeichnete C = 1nF

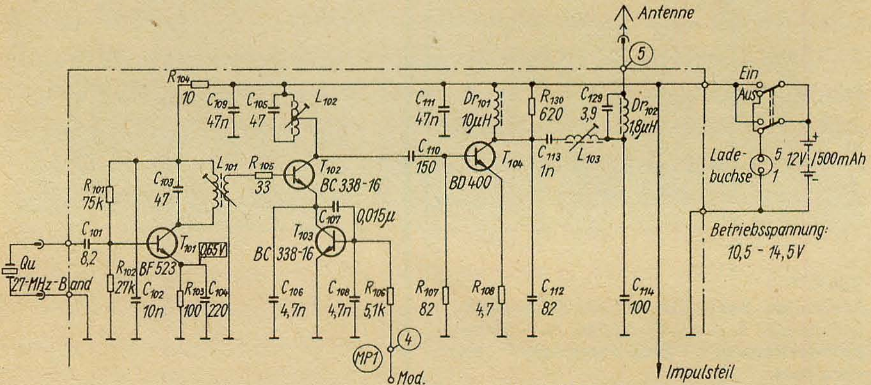
Bild 4.40
Dreistufiger Sender-HF-Teil mit Treiberstufenmodulation; a – Stromlaufplan, b – Leiterplattenzeichnung, c – Bestückungsplan, d – Musteraufbau

sicheren Arbeitens in allen HF-Kanälen für eine geringe Leistung ausgelegt werden. Um die durch diese Maßnahme verbesserten Eigenschaften des Oszillators dann nicht wieder durch dessen Modulation zu verschlechtern, wird bei dreistufigen Fernsteuersendern in der Treiberstufe moduliert. Die Vorteile der Oszillatormodulation (geringer Leistungsbedarf, $m = 1$) bleiben bei der Treiberstufenmodulation erhalten.

Ein solcher dreistufiger HF-Teil ist in Bild 4.40 dargestellt. Die Stufenkopplung ist kapazitiv und damit die eingekoppelte HF-Leistung einstellbar. Treiber- und PA-Stufe arbeiten im C-Betrieb. Die Stufen werden durch die *RC*-Glieder R_4, C_3 und R_7, C_7 gegeneinander entkoppelt. Dieser HF-Teil ist nach den in den vorangegangenen Abschnitten diskutierten Überlegungen und unter Auswertung der Schaltung des bewährten Fernsteuersenders *RPC 6* für den Nachbau ausgelegt worden. Da der HF-Teil zusammen mit dem Impulsteil auf einer Platine aufgebaut wird, enthalten die Leiterplattenzeichnung und der Bestückungsplan auch die Angaben zum Aufbau des Impulsteils nach Bild 3.27!

Daß die vorangegangenen Überlegungen auch beim Entwurf moderner Industrieanlagen zum Tragen kommen, sei am Beispiel des dreistufigen HF-Teils des Senders *Varioprop 8 S* gezeigt (Bild 4.41). Der Oszillator mit T_{101} arbeitet in der Standardschaltung und ist über R_{104} von den folgenden Stufen schwach entkoppelt. Die Treiberstufe mit T_{102} wird induktiv angekoppelt. Bemerkenswert ist, daß in der Treiber- und Endstufe mit den Transistoren *BC 338* und *BD 400* NF-Typen eingesetzt werden. Moderne NF-Transistoren haben heute bereits solche guten HF-Eigenschaften, daß sie für diesen Anwendungszweck vollkommen ausreichen. Die Treiberstufe weist keine schaltungstechnischen Besonderheiten auf. Der Transistor T_{102} liegt an der Anzapfung des Schwingkreises C_{105}, L_{102}, um diesen nicht zu stark zu bedämpfen. Der Modulatortransistor T_{103} schaltet im Takt der Impulsfolge den Emitterstrom des Treiberstufentransistors. Die Endstufe mit T_{104} arbeitet im C-Betrieb und ist kapazitiv angekoppelt. Ein einfaches π-Filter bildet den Endstufenschwingkreis. Der Kondensator C_{113} trennt die Antenne gleichstrommäßig von der Senderbatterie. Zur Antennenverlän-

Bild 4.41
Dreistufiger Sender-HF-Teil mit Treiberstufenmodulation (Sender: *Varioprop 8 S*)


Antenne
5
R104
10
C109
47n
C105
47
L102
C111
47n
Dr101
10µH
R130
620
C129
3,9
Dr102
1,8µH
Ein
Aus
L101
R105
33
T102
BC 338-16
C110
150
T104
BD 400
C113
1n
L103
Lade-
buchse
5
1
12V
1500mAh
R101
75k
C103
47
C107
0,015µ
C101
8,2
T101
0,65V
T103
BC 338-16
Betriebsspannung:
10,5 - 14,5V
Qu
27-MHz-Band
R102
27k
BF 523
C102
10n
R103
100
C104
220
C106
4,7n
C108
4,7n
R106
5,1k
R107
82
R108
4,7
C112
82
C114
100
4
MP1
Mod.
Impulsteil

gerung (Antennenlänge = 1,43 m) und genauen Abstimmung ist die Spule Dr_{102} im Fußpunkt eingeschaltet. Die Senderendstufe erreicht bei 1,3 W aufgenommener Gleichstromleistung etwa 1 W HF-Leistung. Mit dieser HF-Leistung hat der Sender eine Spitzenposition. Selbst wenn sich bei weiterer Erhöhung der HF-Leistung das Stör-/Nutzspannungs-Verhältnis bei AM-Betrieb noch verbessern ließe, der Aufwand für NK-Akkumulatoren mit höherer Kapazität (höherer Preis! und größeres Gewicht) würde bald eine Grenze setzen. 1 W HF-Leistung stellt unter den derzeitigen Bedingungen einen guten Kompromiß zwischen den verschiedenen Faktoren wie Aufwand, Akkumulatorenkapazität, Betriebszeit und Störsicherheit dar. Zur weiteren Erhöhung der Störsicherheit zeichnen sich bereits (z. Z. der Manuskriptbearbeitung, Sommer 1975) neue Entwicklungstendenzen ab.

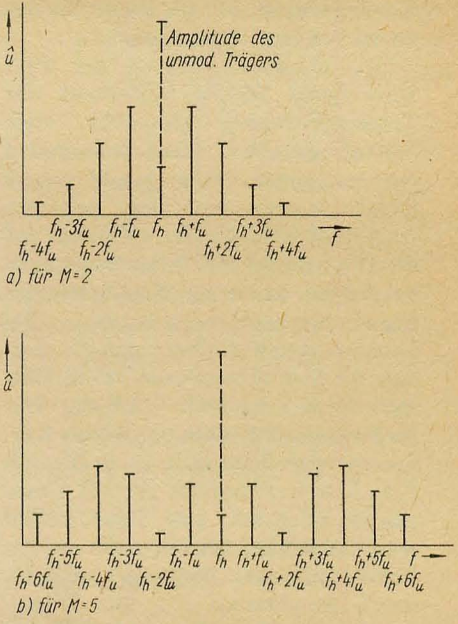


Bild 4.42
Frequenzspektrum der frequenzmodulierten Schwingung; a – für M = 2, b – für M = 5

Frequenzmodulation

Die bisher besprochenen Modulationsverfahren werden sicher auch in Zukunft ihre Bedeutung behalten. Seit 1974 wird neben der Amplitudenmodulation bei den Fernsteuersendern auch die Frequenzmodulation angewendet. Diese Maßnahme ist einzig darin begründet, die Betriebssicherheit der Fernsteueranlagen weiter zu verbessern. Aus dem Vergleich der Übertragungsqualität bei FM (UKW-Rundfunk) mit der Qualität bei AM (Mittelwellenbereich) geht hervor, daß die FM in der Modellfernsteuertechnik ebenfalls echte Vorteile bringt. Angewendet wird die von der Sprechfunktechnik her bekannte Schmalband-FM. Bei der Frequenzmodulation arbeitet der Sender mit konstanter Amplitude. Verändert (moduliert) wird, wie schon der Name aussagt, die Frequenz ω_{HF} der Trägerschwingung Gl. (54). Dabei schwankt die Trägerfrequenz um einen Mittelwert. Den Betrag der Frequenzschwankung bezeichnet man als Frequenzhub. Der Frequenzhub H ist mit dem Modulationsgrad m bei der Amplitudenmodulation vergleichbar, da von seiner Größe die Lautstärke des NF-Signals abhängt. Genau wie bei der amplitudenmodulierten HF-Schwingung steckt auch bei der frequenzmodulierten HF-Schwingung die Information in den Seitenbändern (Bild 4.42). Dieses FM-Spektrum wird durch ein kompliziertes mathematisches Berechnungsverfahren, die *Bessel*-Funktion, beschrieben und ist recht umfangreich. Deswegen soll an dieser Stelle nicht näher darauf eingegangen werden. Wichtig für die Anwendung des FM-Verfahrens sind aber die technischen

Konsequenzen, die sich aus der mathematischen Berechnung ergeben.

Das Frequenzspektrum der FM-Schwingung enthält beiderseits der Trägerschwingung unendlich viele Seitenfrequenzen, deren Amplituden mit steigender Ordnungszahl immer kleiner werden. Von einer gewissen Amplitude ab kann man allerdings auf die Übertragung der Seitenfrequenzen verzichten, da sie zur Wiedergabe des Signals nur noch wenig beitragen. Bei hochwertigen FM-Übertragungen werden die Seitenfrequenzen vernachlässigt, deren Amplitude < 1 % der Trägerfrequenzamplitude ist. Dieses Verfahren bezeichnet man als Breitband-FM. Eine im Vergleich zur AM-Übertragung noch sehr gute Signalqualität wird selbst dann erzielt, wenn nur die Seitenfrequenzen übertragen werden, deren Amplituden 10 % der Trägerfrequenzamplitude betragen. Dadurch verringert sich die erforderliche HF-Bandbreite erheblich, so daß man dieses Verfahren als Schmalband-FM bezeichnet. Die Bandbreite für Schmalband-FM ergibt sich nach

$$B_{\mathrm{HF}} = 2 \cdot f_{\mathrm{NF}} \cdot (1 + M) \qquad (59)$$

und

$$M = \frac{H}{f_{\mathrm{NF}}}. \qquad (60)$$

Aus (59) und (60) erhält man

$$B_{\mathrm{HF}} = 2 \cdot (H + f_{\mathrm{NF}}), \qquad (61)$$

mit M – Modulationsindex, H – Frequenzhub, B – Bandbreite und f – Frequenz.

Aus (61) geht hervor, daß der Bandbreitebedarf bei FM stets größer sein wird als bei AM. Die HF-Bandbreite hängt nach (61) nicht nur von der NF-Bandbreite, sondern gleichermaßen auch vom Frequenzhub ab. Da die HF-Bandbreite bei 4 kHz Sicherheitsabstand mit 18 kHz vorgegeben ist, können die FM-Digitalanlagen bei $f_{\mathrm{NF}} = 5$ kHz mit einem Frequenzhub von

$$H = \frac{B_{\mathrm{HF}}}{2} - f_{\mathrm{NF}},$$

$$H = \frac{18\,\mathrm{kHz}}{2} - 5\,\mathrm{kHz},$$

$$H = 4\,\mathrm{kHz}$$

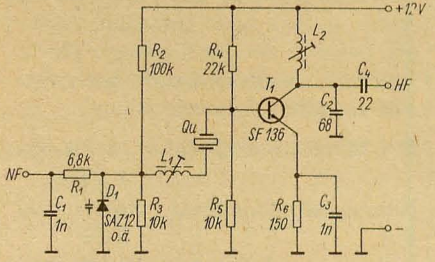
arbeiten. Damit wird ein vertretbarer Mittelwert erreicht, da bei Schmalband-FM Frequenzhübe von $H = 2$ bis 10 üblich sind.

Die Entwicklung geht aber eindeutig dahin, das 27,12-MHz-Band gemäß dem 10-kHz-Raster aufzuteilen (s. a. Tabelle 2.2., S. 20). Damit könnten 32 extrem schmalbandige Anlagen betrieben werden, die eine HF-Bandbreite von $B_{\mathrm{HF}} = 8$ kHz bei einer Dämpfung von 23 dB $\triangleq$ 0,5 % für außerhalb des Bandes liegende Abstrahlung haben dürfen. Die Beibehaltung des derzeit benutzten Impulsdiagramms mit einer Impulslänge von 1,6 ms erfordert bereits eine NF-Bandbreite von $B_{\mathrm{NF}} \approx 3{,}5$ kHz. Für den Frequenzhub verbleiben dann noch 0,5 kHz. Ein solcher niedriger Frequenzhub ergibt aber wieder andere Probleme, denn der Frequenzhub für die Frequenzmodulation ist praktisch das gleiche wie der Modulationsgrad für die Amplitudenmodulation. Niedriger Hub bedeutet also kleine Signalspannung am Demodulatorausgang. Der Frequenzhub von 0,5 kHz ist aus diesem Grunde kaum anwendbar. Die Anlagenhersteller experimentierten 1974/75 mit Frequenzhüben H von 1 bis 2 kHz. Welche Variante sich in der Praxis durchsetzen wird, kann noch nicht eingeschätzt werden, da sie von der Lösung mehrerer technischer Probleme abhängt.

Die Schmalband-Frequenzmodulation realisiert man mit quarzstabilisierten Sendern. Moduliert wird durch Ziehen der Quarzfrequenz im Oszillator. Das Ziehen der Quarzfrequenz bewirkt eine zum Quarz in Reihe geschaltete Kapazitätsdiode, deren Kapazitätswert im Takt der Impulsfolge schwankt (Bild 4.43a), oder eine vom Modulatortransistor geschaltete Kondensatorkombination (Bild 4.43b).

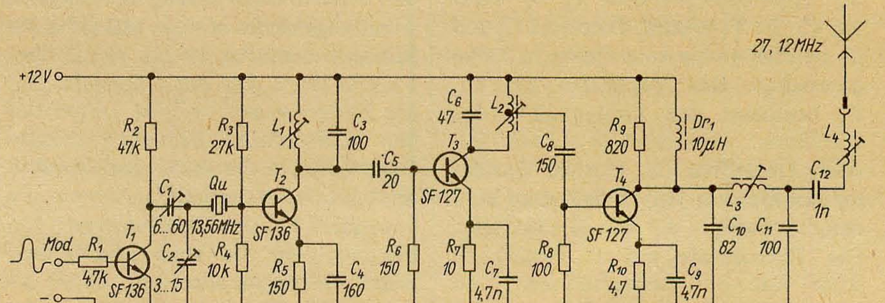
Die Schaltungsauslegung der folgenden Verstärkerstufen entspricht den in Abschnitt 4.2.1.2. dargelegten Grundsätzen. Da die Verstärkerstufen im gesamten 27,12-MHz-Band einwandfrei arbeiten müssen, reicht ihre Bandbreite auf jeden Fall für die Frequenzmodulation aus. Die bei der HF-Leistungsverstärkung auftretenden Verzerrungen (Oberwellen) haben auf die Modulation keinen Einfluß. Ein weiterer Vorteil der Frequenzmodulation im Oszillator besteht in den nur sehr geringen notwendigen Modulationsleistungen.

Wie die Schaltung nach Bild 4.43a beweist, ist der schaltungstechnische Aufwand des frequenzmodulierten HF-Oszillators nicht viel größer als der des amplitudenmodulierten HF-Oszillators nach Bild 4.38. In Reihe zum Schwingquarz Qu liegen die Kapazitätsdiode D_1 und die Spule L_1. L_1 kompensiert die Diodenkapazität für den unmodulierten Zustand. Mit dem Spannungsteiler R_2, R_3, wird der Arbeitspunkt der Kapazitätsdiode D_1 festgelegt. Die mit R_1 einstellbare NF-Amplitude und die Lage des Arbeitspunktes auf der Diodenkennlinie bestimmen die Kapazitätsänderung der Diode und damit den Frequenzhub des modulierten Oszillators. Da aber in Reihe zur Diode der Quarz liegt, geht auch die dynamische Quarzkapazität C_1 (s. a. Bild 4.5) in den Frequenzhub ein. Der Arbeitspunkt und damit der Frequenzhub muß also in Abhängigkeit vom Diodentyp und von den Daten des Schwingquarzes (C_1) eingestellt werden. Dafür kann als Regel gelten: Je größer die dynamische Quarzkapazität C_1 ist (für *NARVA*-Quarze *HC 25 U* ist C_1 = 175 aF), um so


+12V
R_2
100k
R_4
22k
L_2
C_4
HF
T_1
C_2
22
68
Qu
SF 136
NF
6,8k
R_1
L_1
D_1
C_1
1n
SAZ12
o.ä.
R_3
10k
R_5
10k
R_6
150
C_3
1n
-

L_1 = 15 Wdg., 0,35-mm-CuL, 5mm Durchmesser mit Kern
L_2 = 12 Wdg., 0,5-mm-CuL, 7mm Durchmesser mit Kern

Bild 4.43
Quarzstabilisierter Oszillator für Schmalband-FM; a – mit Kapazitätsdiode, b – mit Ziehkondensator


27, 12MHz
+12V
R_2
47k
R_3
27k
L_1
C_3
100
C_6
47
L_2
T_3
C_5
20
C_8
150
R_9
820
Dr_1
10µH
L_4
T_2
C_1
Qu
6...60
13,56MHz
SF 136
SF 127
T_4
L_3
C_{12}
1n
C_{10}
82
C_{11}
100
Mod.
R_1
4,7k
T_1
SF 136
C_2
3...15
R_4
10k
R_5
150
C_4
160
R_6
150
R_7
10
C_7
4,7n
R_8
100
SF 127
R_{10}
4,7
C_9
4,7n
-
b)

kleiner muß die Kapazitätsänderung der Diode für gleichen Frequenzhub sein. Der Ziehbereich des Schwingquarzes mit

$$\Delta f \approx 5 \cdot 10^{-4}$$

läßt einen Frequenzhub von

$$H = \Delta f \cdot f_0 \,, \tag{62}$$

$$H = 5 \cdot 10^{-4} \cdot 27{,}12 \cdot 10^{6}\,\mathrm{Hz},$$

$$H \approx 13{,}6\,\mathrm{kHz}$$

zu. Damit liegt der mit dieser Schaltungsversion mögliche Frequenzhub mit etwa 13 kHz über dem durch die HF-Bandbreite vorgegebenen Maximalhub. Der Arbeitspunkt der Diode kann daher in der Weise eingestellt werden, daß der Ziehbereich des Quarzes nicht voll ausgeschöpft wird. Der kleinere Aussteuerungsbereich der Kapazitätsdiode hat außerdem geringere Modulationsverzerrungen zur Folge, die ferner einer hohen Übertragungsqualität zugute kommen.

Da im Fernsteuersender impulsförmig moduliert wird, kann der Quarz auch durch das einfachere Verfahren – das Umschalten des Ziehkondensators – gezogen werden (Bild 4.43b). Der Oszillator arbeitet in der Standardschaltung. Der Kondensator C_2 zieht die Schwingfrequenz des Quarzes um den gewünschten Wert. Kondensator C_1 wird zu C_2 im Takt der Impulsfolge parallelgeschaltet. Sperrt der Modulatortransistor T_1, so wirkt nur C_2. Ist T_1 leitend, dann sind C_1 und C_2 parallel sowie zum Quarz in Reihe geschaltet. Das Verhältnis von C_1, C_2 bestimmt den Frequenzhub des Oszillators, der damit in weitem Bereich einstellbar ist. Um im Oszillator mit kleinem Hub arbeiten zu können, schwingt er auf 13,56 MHz. Die Treiberstufe mit T_3 verdoppelt dann auf die Sendefrequenz von 27,12 MHz. Modulationsverzerrungen entstehen durch die Frequenzverdopplung nicht. Treiber- und Endstufe des Schmalband-FM-Senders entsprechen ganz den AM-Sendern. Die Probleme, die durch Weiterentwicklung dieser Schaltungen noch zu lösen sind, bestehen in der Erzielung eines geringen Modulationsklirrfaktors und einer Formung der Austastimpulse (Verschleifen der Flanken für weiche Umtastung und geringe NF-Bandbreite), um mit der vorgegebenen HF-Bandbreite von $B_{\mathrm{HF}} = 8$ kHz auszukommen.

Die Frequenzmodulation bietet für den Fernsteuerbetrieb entscheidende Vorteile. Bei den AM-Anlagen wird versucht, durch Erhöhen der Sendeleistung und Verringern der Empfängerempfindlichkeit das Problem des erforderlichen hohen Störabstands zu lösen. Bei FM-Anlagen bieten sich wesentlich günstigere Verhältnisse. Da für Modellfernsteueranlagen keine Festlegungen über das Verhältnis von Nutz- zu Störsignal bestehen, werden als Beispiel die Festlegungen für bewegliche Landfunkdienste betrachtet. Für sie gelten folgende Werte:

Bei Mindestfeldstärke = 14 dB über 1 μV/m

Nutzsignal	Störsignal	Störabstand
F 3	F 3	8 dB
A 3	A 3	19 dB

Dieses Beispiel ist auf die Praxis der Modellfernsteuerung übertragbar, wenn angenommen wird, daß dafür die Mindestfeldstärke 20 bis 25 dB über 1 μV/m liegt. Aus der Übersicht geht die Überlegenheit der FM- gegenüber den AM-Anlagen bezüglich Störabstands, der in der Praxis gleichbedeutend mit Störsicherheit ist, hervor. Da besonders bei der Fernsteuerung von Flugmodellen die Unempfindlichkeit gegen Störungen aller Art (A1 bis A9 und F1 bis F9) meist über Sein oder

Nichtsein entscheidet, kann man verstehen, daß der bestechend geringe Störabstand der FM früher oder später auch für die Modellfernsteuerung genutzt wird. Hinzu kommt, daß durch Unterdrückung von Amplitudenstörungen im Empfänger die Störsicherheit weiter erhöht werden kann.

Diese Vorzüge werden bei FM auf der Senderseite durch weitere ergänzt. Zum Beispiel ist bei FM nur eine geringe Modulationsleistung erforderlich. Das wirkt sich auf die Leistungsbilanz und damit auf den Wirkungsgrad des Senders positiv aus. Ferner arbeitet die Senderendstufe mit Oberstrichleistung und ermöglicht damit eine höhere Nutzleistung. Nachteile der FM wären der um den doppelten Frequenzhub größere Bandbreitebedarf und die komplizierte Einstellung des Modulationsgrades im Vergleich zur AM.

Die Modulationsarten Einseitenbandmodulation (ESB)[5], Pulsmodulation (PM) und Phasenmodulation als Spezialfall der Frequenzmodulation sind in der Modellfernsteuerung bisher noch nicht angewendet worden. Auf sie wird daher auch nicht näher eingegangen.

Modulationsverstärker

Für die Modulationsverstärker werden keine gesonderten Schaltungsbeispiele vorgestellt, da sie in den bereits besprochenen Schaltungen enthalten sind. Die Modulationsverstärker lassen sich in die Gruppen:

- NF-Verstärker (Sinus),
- NF-Verstärker (Impuls),
- Trigger und
- monostabiler Multivibrator

einteilen. Beispiel des NF-Verstärkers [illegible]ge für sinusförmige Mo[illegible] Sch[illegible] des Senders [illegible] Der Modulatortransistor ist a[illegible]er Stelle gleichzeitig NF-Verstärker. Beispiele für NF-Verstärker, die in Schaltbetrieb arbeiten und damit den Tip-Sender impulsförmig modulieren, sind die Senderschaltungen der Anlage *Pilot* (Bild 4.19) und der Anlage *start* (Bild 4.36). Bei den Digitalanlagen wird ebenfalls impulsförmig moduliert. Wegen der besonderen Form der Synchronisation beim *Varioprop*-System können dafür nur Trigger-Schaltungen eingesetzt werden (Bild 3.35 und Bild 3.37). Bei fast allen anderen Digitalsendern verwendet man als Modulationsverstärker monostabile Multivibratoren (Bild 3.27, Bild 3.31, Bild 3.32 und Bild 3.34). Diese Form des Modulationsverstärkers ist für Digitalanlagen die einfachste und zuverlässigste Lösung, da sich die Schaltung sauber triggern läßt und exakte Rechteckimpulse definierter Breite liefert, mit denen der Modulatortransistor im HF-Teil ausgetastet wird.

4.2.2. HF-Empfänger

4.2.2.1. Vorbemerkungen

Einige Probleme der Empfängertechnik sind bereits in Abschnitt 2.3. erörtert worden. Diese zunächst allgemein begründeten Probleme der Kommandoübertragung werden im folgenden durch einige spezielle Probleme der Empfangstechnik ergänzt. Die theoretischen Erörterungen erfolgen nur in dem Umfang, wie sie zum Verständnis der Schaltungsbeispiele sowie ihrer technischen Eigenschaften erforderlich sind.

Jede Nachrichtenverbindung setzt einen Sender und einen Empfänger voraus. In der Weise, wie der Sender für eine stabile Funkverbindung mit dem Modell verantwortlich ist, betrifft es in gleichem Maße auch den Empfänger. Er hat die Aufgabe, die modulierte Hochfrequenz zu empfangen und die NF wieder von der HF zu trennen, zu demodulieren. Am Empfängerausgang soll innerhalb der Reichweitegrenze möglichst ein konstant großes und sauberes Signal auftreten, das von den nachfolgenden Dekoderstufen ausgewertet wird.

---

[5] Bei Funkamateuren ist auch die englische Abkürzung SSB (single side band) für Einseitenbandmodulation gebräuchlich.

Im Laufe der Entwicklung der Fernsteueranlagen haben sich folgende Parameter für Sender und Empfänger bewährt. Beim Sender werden HF-Leistungen zwischen 0,1 W und 0,8 W an die Antenne abgegeben. Die zugehörigen Empfänger haben HF-Empfindlichkeiten von 2 bis 5 μV/m und gewährleisten eine Reichweite bis zur Sichtgrenze des Modells. Geringere Sendeleistungen, als die angegebenen, sind ebenso unwirtschaftlich wie Sendeleistungen, die über dem angegebenen Wert liegen. Kleine Sendeleistungen, eine Reichweite von etwa 500 m vorausgesetzt, erfordern sehr empfindliche Empfänger. Diese haben einen komplizierten Aufbau, ihre Stabilität ist im rauhen Fernsteuerbetrieb nur schwierig zu beherrschen, sie sind materialaufwendiger sowie gegen Störstrahlungen und Funktionsstörungen empfindlicher. Sendeleistungen über 0,8 W erfordern einen hohen Materialaufwand an Batterien und an leistungsfähigen Transistoren und sind außerdem wegen der strengen Störstrahlungsvorschriften der *Deutschen Post* schwer mit amateurmäßigen Mitteln zu beherrschen. Zu starke Sender können aber auch Empfänger, die mit schwächeren Sendern zusammenarbeiten, erheblich stören. Empfänger mit einer Empfindlichkeit von 2 bis 5 μV/m und Sender mit einer Ausgangsleistung von $P_a = 200$ bis 800 mW ermöglichen Reichweiten bis 1000 m. Die Grenze, bis zu der der Flug- bzw. Fahrzustand eines Modells noch einwandfrei beurteilt werden kann, liegt bei etwa 1000 m. Eine größere Reichweite als 1000 m bietet zwar zusätzliche Sicherheit, aber ausnutzen wird man sie kaum.

Die Kommandodekoderstufen haben eine Ansprechempfindlichkeit von 0,2 bis 2 V_{ss}. Der Empfänger muß also im Extremfall 2 bis 5 μV auf 0,5 bis 2 V verstärken, das ist ein Verstärkungsfaktor von $v = 10^5$ bis 10^6. Diese Verstärkung von 1 : 1 000 000 verteilt sich auf die verschiedenen Baugruppen des Empfängers. Nimmt man für den NF-Verstärker einen Verstärkungsgrad von $v_{NF} = 1\,000$ bis $2\,000$ an, so muß diesem noch ein HF-Verstärker vorgeschaltet werden, der ungefähr die gleiche Verstärkung hat.

$$v_{ges} = v_{NF} \cdot v_{HF} \qquad (63)$$

In der Praxis der Modellfernsteuerung wird diese Aufgabe mit zwei Empfängertypen, dem Pendelaudion und dem Überlagerungsempfänger (Kurzbezeichnung Super), gelöst. Die einfachste Empfänger- bzw. Demodulatorschaltung ist der Detektor. Er wird aber nicht als Empfängerschaltung im Modell angewendet, da er zu unempfindlich ist. Reichweiten bis 10 m lassen sich mit dem Detektor ohne Schwierigkeiten erzielen. Bedingt durch seine Einfachheit, behält er seine Bedeutung für Kontrollgeräte (Feldstärkemesser).

4.2.2.2. Detektor

Der Demodulator hat die Aufgabe, den Nachrichteninhalt vom Träger zu trennen und der Auswerteeinrichtung in

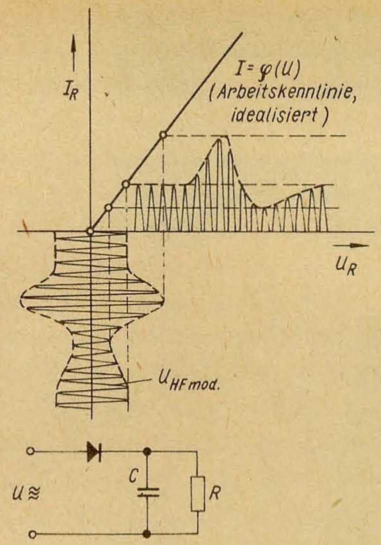


Bild 4.44
Wirkungsweise des Detektors

möglichst unverzerrter Form zur Verfügung zu stellen. Diesen Vorgang bezeichnet man als *Demodulation;* sie ist das Gegenstück zur Modulation. Die Amplitudendemodulation wird auch als direkte Demodulation bezeichnet. Sie richtet die AM-Schwingungen unmittelbar durch amplitudenabhängige Schaltglieder gleich. Das einfachste idealisierte Beispiel für ein amplitudenabhängiges Schaltglied ist ein Zweipol mit linearer, geknickter Kennlinie (Bild 4.44). Dieser Zweipol hat für negative Spannungen keine Stromwerte im positiven Spannungsbereich, aber einen spannungsproportionalen Stromverlauf. Ein solches Verhalten ist vom Einweggleichrichter her bekannt. Wird die Kennlinie nach Bild 4.44 mit einer AM-Schwingung symmetrisch zum Nullpunkt ausgesteuert, so ergeben sich bei einem ohmschen Lastwiderstand R folgende Verhältnisse: Die HF-Schwingungen werden quer zum Lastwiderstand vom Kondensator C kurzgeschlossen. An R tritt als Nutzspannungsabfall eine Gleichspannung mit überlagerter NF-Spannung auf (obere Hüllkurve der AM-Schwingung). Damit wäre eine absolut verzerrungsfreie Gleichrichtung erreicht. Die Zeitkonstante $T = 0{,}7 \cdot R \cdot C$ [s. a. Gl. (15)] ist so zu bemessen, daß nur die HF kurzgeschlossen wird, nicht aber auch die NF. Es gilt also

$$T_{\mathrm{NF}} > T > T_{\mathrm{HF}}.$$

Bei der Darstellung in Bild 4.44 ist eine ideale Kennlinie angenommen worden. Die Demodulation läßt sich in der Praxis aber auch an gekrümmten Kennlinien, wie sie Dioden oder Transistoren haben, durchführen. Der Detektor besteht in seiner einfachsten Form aus Antenne, Schwingkreis, Diode, Ladekondensator und Meßgerät bzw. Kopfhörer (Bild 4.45). Über die Antenne wird dem Schwingkreis die ankommende Trägerschwingung zugeführt. Da der Schwingkreis auf 27,12 MHz abgestimmt ist, siebt er seine Resonanzfrequenz aus dem HF-Gemisch aus. An den Klemmen des Schwingkreises tritt also die modulierte Trägerschwingung auf. Diode D_1 richtet die HF gleich, so daß nach der Diode nur noch die oberen Halbwellen der HF auftreten. Die Einhüllende dieser HF-Reste ist die NF. Der Ladekondensator C_2 leitet die HF-Reste zur Masse ab, so daß durch das Meßgerät ein Strom fließt, der den Verlauf der Einhüllenden, der NF, hat. Er setzt sich aus einem Gleichstrom- (Richtstrom oder Diode) und einem Wechselstromanteil (NF) zusammen.

Der angezeigte Gleichstrom ist annähernd der am Empfangsort herrschenden Feldstärke proportional. Man kann also mit dem Detektor die relative Abstrahlung eines Fernsteuersenders messen. In dieser Eigenschaft wird der

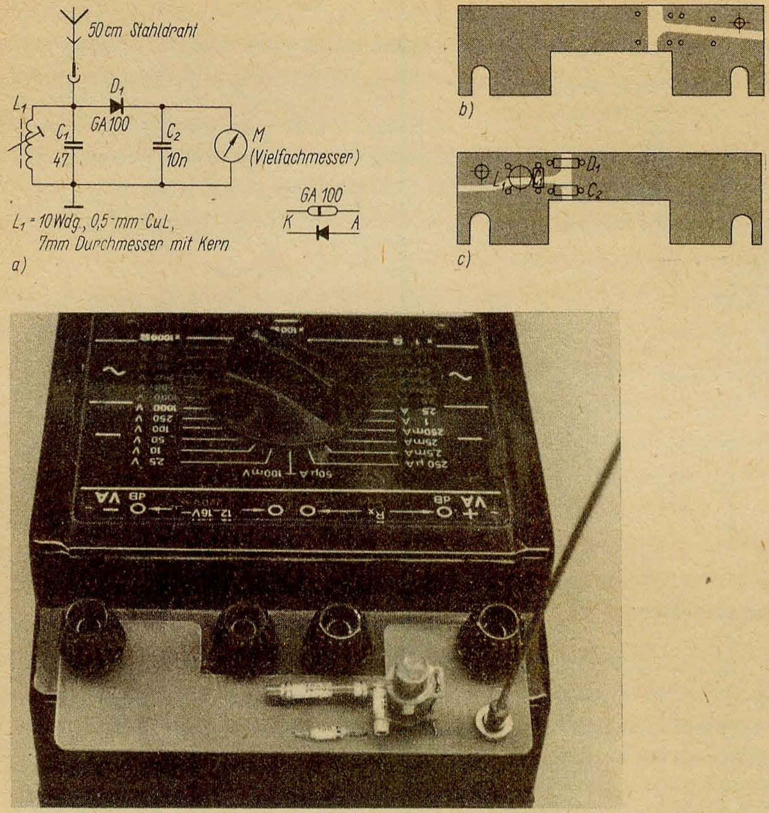


Bild 4.45
Detektor für 27,12 MHz; a – Stromlaufplan, b – Leiterplattenzeichnung, c – Bestückungsplan, d – Zusatz zum Vielfachmesser

Detektor zum wichtigsten Kontrollgerät beim Abgleich des Fernsteuersenders. Mit dem Kopfhörer kann der Wechselstromanteil – die NF – gehört werden. Auf diese Weise läßt sich die Modulation des Fernsteuersenders (Tip-Sender) einfach kontrollieren. Als Zusatzteil zum Vielfachmesser aufgebaut (Bilder 4.45b bis d), erhält man ein praktisches Feldstärkemeßgerät. Da der Detektor ein einfaches und preiswertes Kontrollgerät sein soll, ist auf besondere Maßnahmen zur Anpassung von Antenne, Schwingkreis und Meßkreis verzichtet worden.

Die Empfindlichkeit des Detektors läßt sich wesentlich steigern, wenn ihm ein Verstärkertransistor vor- oder nachgeschaltet wird. Der nachgeschaltete Transistor (Bild 4.46a) kann ein billiger NF-Typ sein. Um die Selektivität des Detektors zu erhöhen, wird die Antenne über C_1 nur lose angekoppelt und der Meßkreis dem Schwingkreis L_1, C_1 über die Anzapfung von L_1 angepaßt.

Man kann dem Detektor auch eine HF-Verstärkerstufe vorschalten (Bild 4.46b) und damit noch bessere Emp-

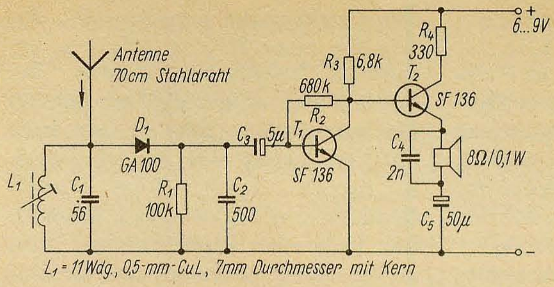
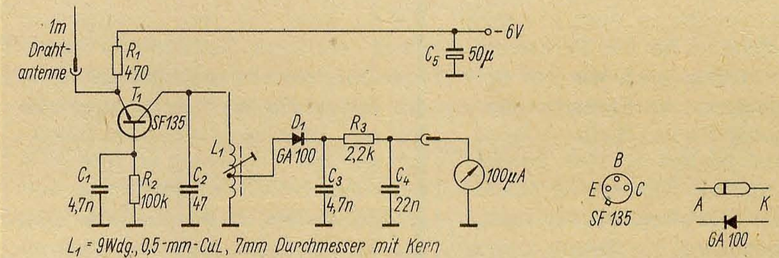
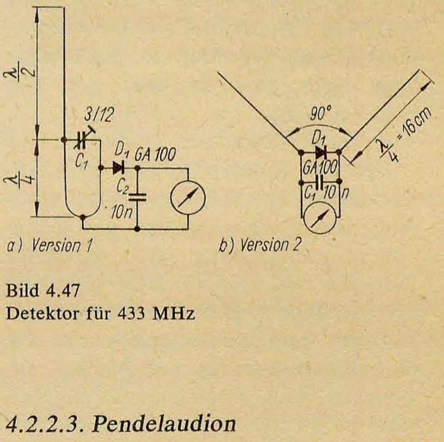

Antenne
70cm Stahldraht
+
6...9V
R4
330
T2
SF 136
R3
6,8k
680k
R2
D1
GA 100
C3
5µ
T1
SF 136
C4
2n
8Ω/0,1W
C5
50µ
L1
C1
56
R1
100k
C2
500
−
L1 = 11Wdg., 0,5-mm-CuL, 7mm Durchmesser mit Kern

Bild 4.46
Detektor für erweiterte Anwendungen; a — mit NF-Verstärker (oben), b — mit HF-Vorstufe (unten)


1m
Draht-
antenne
R1
470
-6V
C5
50µ
T1
SF135
D1
GA 100
R3
2,2k
L1
C1
4,7n
R2
100k
C2
47
C3
4,7n
C4
22n
100µA
L1 = 9Wdg., 0,5-mm-CuL, 7mm Durchmesser mit Kern
B
E
C
SF 135
A
K
GA 100

findlichkeiten erreichen. Das hat den Vorteil, daß dann die Abstrahlungsverhältnisse des Senders im Abstand von > 10 m, also > λ, korrekt beurteilt werden können (s. a. Abschnitt 4.2.1.4., Antenne). Der HF-Transistor T_1 arbeitet in Basisschaltung als selektiver Verstärker mit L_1 und C_2 im Kollektorkreis. Der Meßkreis wird wieder über eine Anzapfung der Spule L_1 angekoppelt. Beide Versionen lassen sich auf einer kleinen Platine zusammen mit einer Transistorbatterie als Spannungsquelle aufbauen, so daß ein praktischer Zusatz zum Vielfachmesser, ähnlich wie nach Bild 4.45, entsteht.

Um auch den Sender für 433 MHz auf beste Strahlung abzugleichen, ist in Bild 4.47 ein Detektor für diesen Frequenzbereich dargestellt. Allerdings muß der Leser ein wenig umdenken, da der Resonanzkreis bereits durch eine Leiterschleife bzw. durch einen Drahtbügel gebildet wird.


λ/2
λ/4
3/12
C1
D1 GA 100
C2
10n
90°
D1
GA100
C1
10n
λ/4 ≈ 16cm

a) Version 1
b) Version 2

Bild 4.47
Detektor für 433 MHz

4.2.2.3. Pendelaudion

Das Pendelaudion hat bei der Modellfernsteuerung eine starke Verbreitung gefunden. Über Jahre hinweg war es schlechthin der »Empfängertyp« des Modellfernsteuerers. Seine Vorzüge sind:

- geringer Bauelementeaufwand,
- einfache Schaltung,
- Betriebssicherheit und
- einfacher Abgleich.

Nachteilig ist die große Bandbreite des Pendelaudions mit 250 bis 500 kHz, das damit alle 27,12-MHz-Sender im Empfangsbereich empfängt, und seine Störstrahlung, die den Parallelbetrieb von Pendelaudionempfängern verhindert. Die zunehmend stärkere Belegung des 27,12-MHz-Bandes aber erfordert den Parallelbetrieb von Fernsteueranlagen. Dadurch wird das Pendelaudion immer mehr vom Super verdrängt. Wegen seiner unbestreitbaren Vorteile behält das Pendelaudion für den Fernsteueramateur trotzdem nach wie vor dort seine Bedeutung, wo Fernsteueranlagen im »Solobetrieb« arbeiten können.

Das Pendelaudion ist eine Sonderform des Audions. Das Audion soll die empfangene Hochfrequenz verstärken und demodulieren. Zu diesem Zweck wird das Audion, ähnlich wie ein Oszillator, als Verstärker mit Rückkopplung betrieben. Durch die Lage des Arbeitspunktes und den Grad der Rückkopplung stellt man es kurz vor den Schwingeinsatz ein. Auf diese Weise wird der Schwingkreis entdämpft und damit die Empfindlichkeit des HF-Verstärkers erheblich gesteigert. Allerdings ist die Arbeitspunkt- und Rückkopplungseinstellung für optimales Arbeiten sehr kritisch. Deswegen sind die aus dem Amateurfunkbereich bekannten Audionschaltungen für die Modellfernsteuerung nur bedingt anwendbar. Beim Pendelaudion dagegen wird die Rückkopplung fest eingestellt, aber der Arbeitspunkt pendelt rhythmisch um den Punkt höchster Empfindlichkeit. Da der Arbeitspunkt aber auch über den Punkt der Maximalempfindlichkeit hinaus bis zum Schwingeinsatz gesteuert wird, arbeitet das Pendelaudion kurzzeitig als HF-Oszillator. Dann sendet das Pendelaudion periodisch HF-Schwingungen mit geringer Leistung aus, die andere in der Nähe befindliche Empfänger stören. Diese Störschwingungen können durch Zuschalten einer HF-Vorstufe von der Antenne ferngehalten werden. Das Pendeln des Arbeitspunktes bewirkt ein sehr stabiles Arbeiten und hohe HF-Verstärkung des Pendelaudions. Es hat sich damit bei der Modellfernsteuerung hervorragend bewährt. Die Höhe der Pendelfrequenz wird in der Weise bestimmt, daß sie größer als die NF, aber kleiner als die HF ist, damit die drei Schwingungen durch einfache Schaltmittel wieder voneinander zu trennen sind. Im Laufe der Zeit ist für das Pendelaudion eine Vielzahl Schaltungsvarianten entwikkelt worden, von denen im folgenden nur einige bewährte Schaltungen vorgestellt werden. In der Literatur wird das Pendelaudion auch als Superregenerativempfänger bezeichnet.

Damit der Arbeitspunkt des Transistors um den Punkt des Schwingeinsatzes und damit auch um den Punkt der höchsten Empfindlichkeit pendelt, ist eine Steuerspannung, die Pendelfrequenzspannung (Abkürzung PF), notwendig. Die Pendelfrequenz kann man mit einem separaten Pendelfrequenzgenerator erzeugen und in das Pendelaudion einkoppeln. Diese Art wird als fremdgesteuertes Pendelaudion bezeichnet. Im Gegensatz dazu erzeugt das selbstgesteuerte Pendelaudion die Pendelfrequenz im Audiontransistor selbst. Da diese einfachere Version allen Anforderungen der Modellfernsteuertechnik genügt, ist sie fast ausschließlich angewendet worden. Aus dem Vergleich der Schaltungsvarianten der einzelnen Anlagen geht hervor, daß die Variante des selbstgesteuerten Pendelaudions, die unter dem Namen *Schumacher*-Pendelaudion bekannt geworden ist, die größte Verbreitung fand (siehe auch Ausführungen zu den Anlagen *start* und *Pilot*).

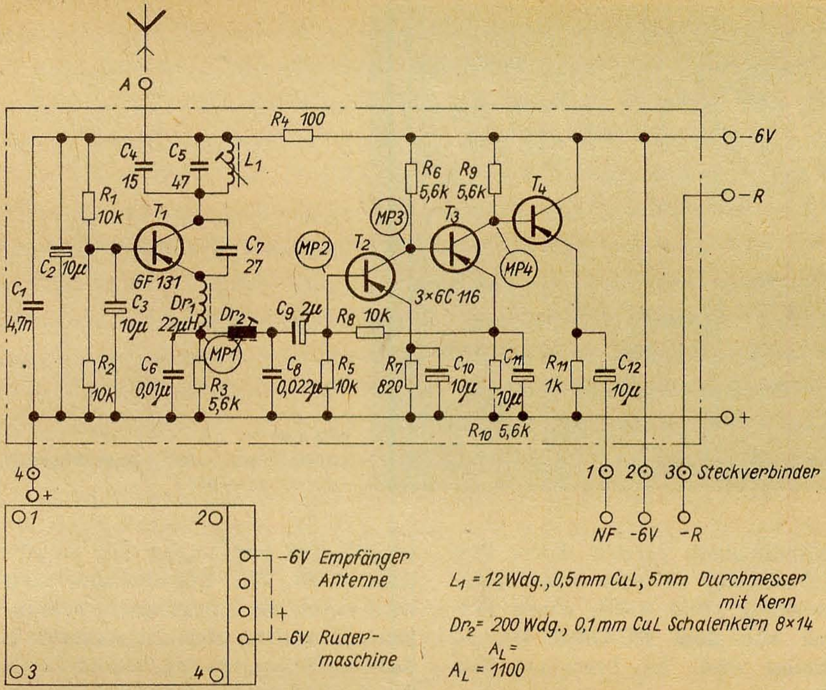

A
R4 100
-6V
-R
+
C4 15
C5 47
L1
R1 10k
T1
GF 131
C7 27
C2 10µ
C1 4,7n
C3 10µ
Dr1 22µH
Dr2
MP1
MP2
MP3
MP4
C9 2µ
R8 10k
T2
T3
T4
3×GC 116
R6 5,6k
R9 5,6k
R2 10k
C6 0,01µ
R3 5,6k
C8 0,022µ
R5 10k
R7 820
C10 10µ
C11 10µ
R11 1k
C12 10µ
R10 5,6k
4
+
1 2 3 Steckverbinder
NF -6V -R
1
2
3
4
-6V Empfänger Antenne
+
-6V Rudermaschine
L1 = 12 Wdg., 0,5 mm CuL, 5 mm Durchmesser mit Kern
Dr2 = 200 Wdg., 0,1 mm CuL Schalenkern 8×14
AL = 1100

Bild 4.48
Pendelaudion mit NF-Verstärker (Anlage: *start*)

Bei dem Pendelaudion nach Bild 4.48 arbeitet der Transistor T_1 in Basisschaltung. Der Arbeitspunkt wird durch R_1, R_2 eingestellt. Die Rückkopplung bewirkt C_7. Ein Audion stellt man durch die Rückkopplung auf den Punkt der höchsten Empfindlichkeit kurz vor dem Einsetzen der Selbsterregung ein. Eine besondere Rolle spielt dabei der Rückkopplungskondensator C_7, der die HF-Schwingungen des Pendlers auf der Empfangsfrequenz aufrechterhält. Seine Kapazität muß so groß sein, daß die HF- und Pendelschwingungen überhaupt einsetzen. Ist die Kapazität von C_7 zu groß, so nimmt die Amplitude der Pendelschwingungen zu hohe Werte an. Das Pendelaudion arbeitet dann nicht im Bereich höchster Empfindlichkeit. Der optimale Wert von C_7 wird von Fall zu Fall experimentell am besten mit einem Trimmer ermittelt, den man dann durch einen Festkondensator ersetzen kann.

Wie werden nun die Pendelschwingungen erzeugt?

Durch den Transistor fließt über R_3 ein Emitterstrom. Dieser Strom lädt gleichzeitig C_6 auf, so daß der Emitter negativer wird. Damit liegt an der Basis eine geringere Vorspannung gegenüber dem Emitter an; der Strom durch den Transistor wird kleiner – er sperrt. Nun entlädt sich C_6 über R_3, die Emitterspannung sinkt ab, und der Vorgang beginnt von neuem. Dabei muß der Arbeitspunkt des Transistors mit R_1, R_2 in der Weise eingestellt werden, daß er zwischen »verstärken« und »schwingen«, dem Bereich der höchsten

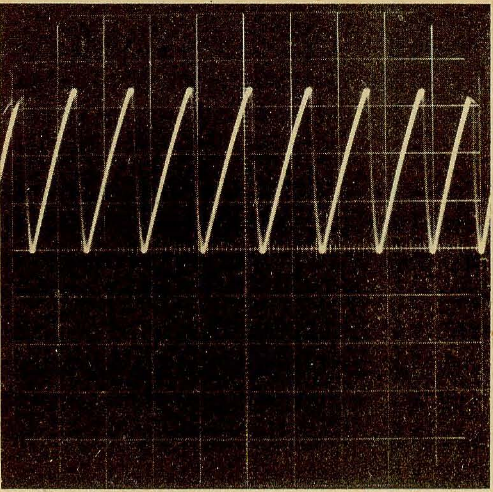


Bild 4.49
Oszillogramm der Pendelfrequenzschwingung an MP 1

Empfindlichkeit, pendelt. Diese Pendelschwingung ist eine reine Kippschwingung (Bild 4.49), deren Frequenz von dem *RC*-Glied R_3, C_6 bestimmt wird. Sie berechnet sich nach:

$$f = \frac{1}{0{,}7 \cdot R \cdot C} = \frac{1{,}4}{R \cdot C}. \qquad (64)$$

Die Pendelfrequenz soll zwischen 30 kHz und 50 kHz liegen. Wird die Pendelfrequenz zu klein, ist sie durch eine einfache Siebschaltung kaum von der Niederfrequenz zu trennen. Wird sie aber zu groß, so kann sie als zusätzliche Störstrahlung über die Antenne abgestrahlt werden. Außerdem liegt dann der Arbeitspunkt des Transistors auch nur kurzzeitig im Bereich der höchsten Verstärkung. Man kann nachweisen, daß Empfindlichkeit und Trennschärfe des Pendelaudions um so besser werden, je niedriger die Pendelfrequenz ist, d. h., je länger sich das Audion im »entdämpften« Zustand befindet.

Ist die Basis von T_1 genügend positiv gegenüber dem Emitter, so schwingt das Pendelaudion mit der Amplitude an, die die empfangene HF vorgibt (Bild 4.50). Der Einschwingvorgang wird durch die Sättigungserscheinungen im Transistor begrenzt. Ändert sich dann die Basisspannung, bedingt durch den Verlauf der Pendelschwingung am Emitter, wieder in negativer Richtung, so sperrt der Transistor, und der Kreis L_1, C_5 schwingt mit seiner Zeitkonstanten aus. In Bild 4.50 erkennt man deutlich, wie die verschieden großen Anfangsamplituden U_{HF} zu entsprechend unterschiedlichen Flächeninhalten der Kollektorstromimpulse führen. Die Einhüllende dieser Anfangsamplitude entspricht damit dem demodulierten Signal und wird als NF abgegriffen und verstärkt. Aus diesen Darlegungen sind bereits einige Schlußfolgerungen zu ziehen. Entscheidend für die einwandfreie Funktion des Pendelaudions ist die Pendelfrequenz, die Kurvenform und die Amplitude der Pendelschwingung. Es gibt in der HF-Technik nicht schlechthin die »gute« oder die »schlechte« Schaltung. Nicht minder wichtig sind sachgerechter Aufbau und optimale Dimensionierung. Gegenüber dem Super ist das Pendelaudion eine

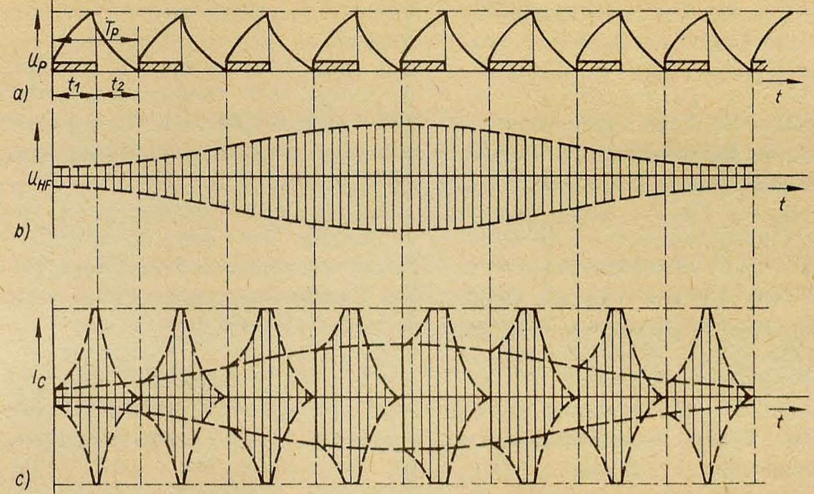


Bild 4.50
Zeitlicher Verlauf von Spannung und Strom beim Pendelaudion; a – Pendelspannung (T_p – Pendelperiode, t_1 – Öffnungszeit, t_2 – Sperrzeit), b – modulierte HF-Spannung, c – Verlauf des Kollektorstromimpulses

einfache Schaltung mit wenigen und kurzen hochfrequenzführenden Leitungen. Diese Leitungen kann man in der Weise führen, daß sich kürzeste Verbindungswege ergeben. Für die einwandfreie Funktion des Pendelaudions dagegen ist gleichermaßen die Dimensionierung ausschlaggebend. Die angegebenen Werte sind wegen der Exemplarstreuung der Transistoren und der Toleranzen der übrigen Bauelemente nur Richtwerte. Arbeitet das Pendelaudion nicht zufriedenstellend, so kontrolliert man zunächst die Form der Pendelschwingung. Bei selbstschwingenden Pendlern soll sie exakt sägezahnförmig (Bild 4.49) sein. Besteht die Pendelschwingung aus Nadelimpulsen, so wird das Audion nie seine volle Empfindlichkeit erreichen, da es sich dann nur kurzzeitig im Zustand höchster Empfindlichkeit befindet. Mangelnde Empfindlichkeit muß nicht unbedingt an der Antenne oder am Schwingkreis liegen, sondern kann auch durch falsch eingestellte Rückkopplung (C_7), durch schlechtes Schwingverhalten des Transistors oder ungeeignete Dimensionierung des Pendelfrequenzgliedes zustande kommen. Dann muß die Lage des Arbeitspunktes (R_1, R_2), die Rückkopplung (C_7) oder das Pendelglied (R_3, C_6) variiert werden. Entscheidend sind die Form und die Amplitude der Pendelschwingung. Da die Pendelfrequenz ein Mehrfaches der Kanalfrequenzen beträgt, wird jede NF-Schwingung durch mehrere Pendelschwingungen abgetastet. Die Basis-Emitter-Strecke demoduliert die amplitudenmodulierte Trägerschwingung. Der Emitterstrom enthält die Hoch-, die Pendel- und die Niederfrequenz. Damit erfüllt der Pendler beide Aufgaben, die der HF-Verstärkung und die der Demodulation.

Die Niederfrequenz kann prinzipiell im Kollektor- oder Emitterkreis abgegriffen werden. Beim *Schumacher*-Pendelaudion nutzt man die *RC*-Kombination in der Emitterleitung gleichzeitig zum Abgriff der Pendel- und der Niederfrequenz. Die Hochfrequenz fällt an der HF-Drossel Dr_1 ab, verbliebene HF-Reste werden durch C_6 zur Masse kurzgeschlossen. Pendel- und Niederfrequenz fallen am Widerstand R_3 ab. Für die nachfolgenden Stufen benötigt man aber nur die demodulierte und verstärkte Niederfrequenz. Der Tiefpaß Dr_2, C_8 trennt Pendel- und Niederfrequenz. Während der größte Teil der Pendelspannung an der »Pendelfrequenzdrossel« Dr_2 abfällt, soll die NF-Spannung an C_8 abfallen. Dieser frequenzabhängige Spannungsteiler, Tiefpaß genannt, arbeitet um so besser, je größer der Unterschied zwischen Pendel- und Niederfrequenz ist. Enthält die Niederfrequenz noch zu starke Pendelfrequenzreste (Kontrolle durch Oszillografen), so kann man entweder die Pendelfrequenz erhöhen oder die Induktivität von Dr_2 bzw. die Kapazität von C_8 vergrößern.

Ist das Pendelaudion aufgebaut, dann muß mit einem hochohmigen Kopfhörer an MP 2 ein leises Rauschen zu hören sein (Sender nicht eingeschaltet!). Bei fehlendem Eingangssignal werden die Anfachungsvorgänge nach Bild 4.50 von den ständig vorhandenen Wärmerauschspannungen gesteuert, so daß am Ausgang die verstärkte und demodulierte Rauschspannung des Schwingkreises anliegt. Das Rauschen ist das beste Zeichen für das Arbeiten des Pendelaudions (Bild 4.51a). Das RC-Glied R_4, C_2 setzt die Betriebsspannung für das Pendelaudion herab und entkoppelt es vom NF-Verstärker. Bei verminderter Betriebsspannung ist das Eigenrauschen des NF-Verstärkers geringer.

Um die Dekoderstufen aussteuern zu können, muß das NF-Signal durch einen dem Pendelaudion nachgeschalteten NF-Verstärker um den Faktor 10^3 verstärkt werden. Der NF-Verstärker nach Bild 4.48 ist typisch für eine Tip-Anlage mit Pendelaudion (s. a. Bild 4.48 und Bild 4.53). Er zeichnet sich durch einige Besonderheiten aus. Die Verstärkerstufen sind galvanisch gekoppelt. Diese Maßnahme bewirkt in Verbindung mit den überbrückten Emitterwiderständen R_7 und R_{10} sowie der Gleichstromgegenkopplung über R_8 eine recht wirksame Temperaturstabilisierung der Transistorarbeitspunkte. Die galvanische Kopplung wirkt sich außerdem günstig auf den Frequenzgang des Verstärkers aus. Da die beiden Stufen mit T_1 und T_2 eine mindestens 1000fache Verstärkung bringen müssen, sollten dafür Transistoren mit hoher Stromverstärkung ausgewählt werden. T_4 trägt, da in Kollektorschaltung betrieben, nicht zur Gesamtverstärkung bei, sondern arbeitet als Impedanzwandler und entkoppelt auf diese Weise den NF-Verstärker von den nachfolgenden Stufen.

Abschließend zu diesen Darlegungen noch einige Hinweise zum Abgleich des Pendelaudions. Im einfachsten Fall kann man den Abgleich mit einem Kopfhörer (zwischen NF-Ausgang und Pluspol schalten) vornehmen. Eleganter und exakter, aber nicht unbedingt erforderlich, ist der Abgleich mit einem Oszillografen. Zunächst schaltet man das Pendelaudion ein und vernimmt im Kopfhörer ein lautes Rauschen, bzw. man kann auf dem Oszillografenschirm das Rauschen (Bild 4.51a) sichtbar machen. Wird dann der Sender eingeschaltet und der Kern von L_1 in die Spule hineingedreht, so setzt an einem Punkt das Rauschen aus. Das Pendelaudion empfängt nun die HF vom Sender. Beim Betätigen des Steuerknüppels wird im Kopfhörer die NF leise vernommen. Mit dem Kern von L_1 stellt man auf höchste Lautstärke und

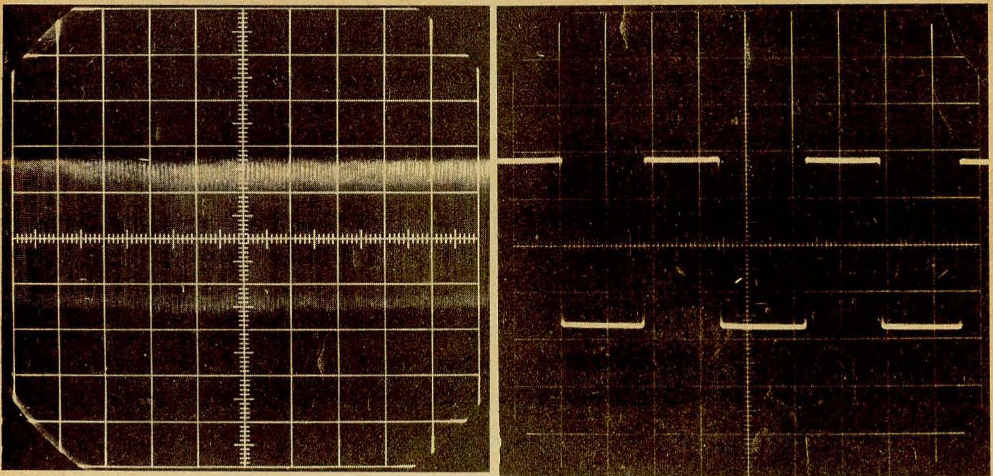
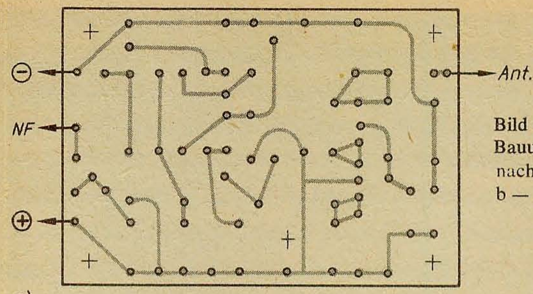


Bild 4.51
Oszillogramme der Ausgangsspannungen; a — Rauschen (links), b — begrenztes NF-Signal (rechts)

geringsten Klirrfaktor ein (Bild 4.51b). Da der Empfänger in Sendernähe kräftig übersteuert, sollte der Sender beim Abgleichvorgang mindestens 10 m entfernt und mit eingeschobener Antenne aufgestellt werden. Beim Abgleich eines Pendelaudions kommt der Antenne besondere Bedeutung zu. Auf jeden Fall ist der Endabgleich des Pendelaudions nur mit der Antenne in der gleichen Länge, wie sie später im Modell verwendet wird, vorzunehmen. Für jede Antenne gibt es einen optimalen Wert für C_4. Optimal deswegen, weil bei einer zu festen Ankopplung der Antenne – zu große Kapazität C_4 – an den Schwingkreis die Pendelschwingungen aussetzen. Eine zu lose Ankopplung – zu kleine Kapazität C_4 – bedeutet, daß zu wenig HF-Leistung in den Schwingkreis eingespeist wird. Der optimale Wert ist also von Fall zu Fall verschieden und sollte im Interesse hoher Empfindlichkeitswerte praktisch ermittelt werden. Dazu kann man für C_4 zunächst einen Trimmer verwenden und ihn dann nach erfolgtem Abgleich durch einen Festkondensator ersetzen. Für den Selbstbau eines Pendelaudions sind in Bild 4.52 für die Schaltung nach Bild 4.48 Eigenentwürfe als Platinenzeichnungen wiedergegeben.

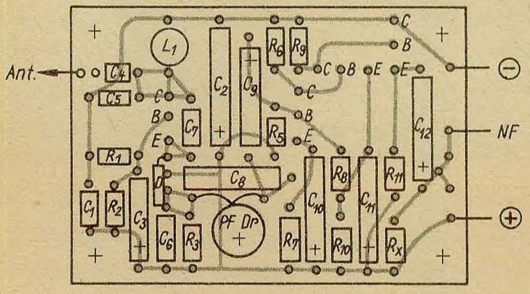
Daß das *Schumacher*-Pendelaudion große Verbreitung gefunden hat, läßt der Vergleich von Bild 4.48 und Bild 4.53 erkennen. Vom Entwurf her gleichen sich beide Empfänger, geringe Abweichungen gibt es nur bei der Dimensionierung einzelner Bauelemente. Die Weiterentwicklung der Pendelaudionempfänger ging in zwei Richtungen. Einmal versuchte man durch Verbesserung der Schaltung den Parallelbetrieb zu ermöglichen, zum anderen sind die Vorzüge, die Si-Transistoren und Integrierte Schaltkreise bieten, genutzt worden.

Ein bereits erwähnter Mangel des Pendelaudions ist seine Störstrahlung. Diesen Mangel kann man durch Verwendung einer HF-Vorstufe beheben. Die HF-Vorstufe bewirkt eine Vorselektion, HF-Verstärkung und hält die Störstrahlung des Pendelaudions von der Antenne fern. Darin besteht auch



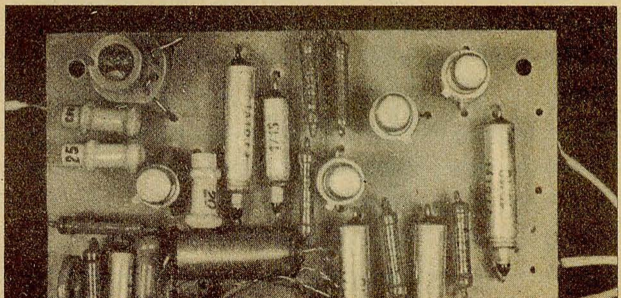
a)

Bild 4.52
Bauunterlagen für ein Pendelaudion (Schaltung nach Bild 4.48); a — Leiterplattenzeichnung, b — Bestückungsplan, c — Musteraufbau



R_x – bei Übersteuerung zur Bedämpfung

b)



ihr Hauptvorteil, denn eine Empfindlichkeitssteigerung und damit Reichweiteverbesserung lassen sich durch die Vorstufe kaum erzielen. Ein Beispiel für ein Pendelaudion mit HF-Vorstufe ist die Schaltung des Empfängers *Varioton* (Bild 4.54). Die Schaltung des Empfängers weist interessante Einzelheiten auf. Transistor T_1 arbeitet als HF-Verstärker in Basisschaltung. Die HF wird von der Antenne aperiodisch über die Spule L_1 und C_1 auf den Emitter eingekoppelt. Damit entfällt der abstimmbare Eingangskreis. R_1 dient der Temperaturstabilisierung durch Gegen-

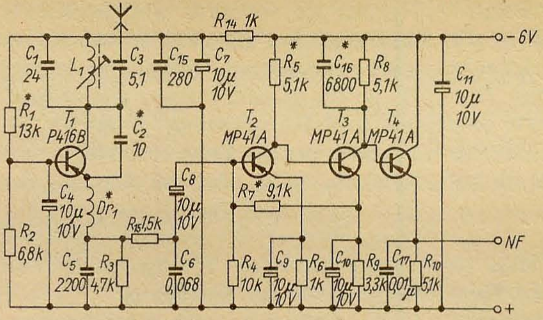
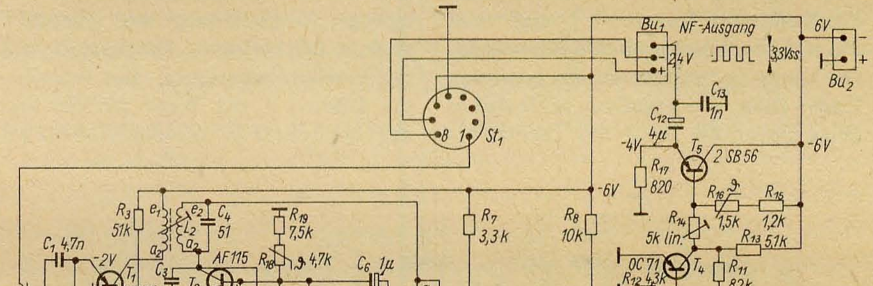

R14 1k
-6V
C1 24
L1
C3 5,1
C15 280
C7 10µ 10V
R5 5,1k
C16 6800
R8 5,1k
C11 10µ 10V
R1 13k
T1 P416B
C2 10
T2 MP41A
T3 MP41A
T4 MP41A
C8 10µ 10V
C4 10µ 10V
Dr1
R6 1,5k
R7* 9,1k
R2 6,8k
C5 2200
R3 4,7k
C6 0,068
R4 10k
C9 10µ 10V
R6 1k
C10 10µ 10V
R9 3,3k
C17 0,01µ
R10 5,1k
NF
+

Bild 4.53
Pendelaudion mit NF-Verstärker
(Anlage: *Pilot*)

kopplung. Durch die Vorstufe wird die Antennenabstimmung unkritisch, da die Antennenlänge keinen Einfluß mehr auf die Funktion des Pendelaudions hat. Der Empfänger muß also bei Änderung der Antennenlänge nicht nachgestimmt werden. Außerdem gelangt die Störstrahlung des Pendelaudions nicht mehr zur Antenne und wird demzufolge nicht abgestrahlt. Damit ist die Voraussetzung gegeben, zwei oder mehrere Empfänger parallel zu betreiben, ohne daß eine gegenseitige Beeinflussung oder Funktionsstörung eintritt. Die HF wird induktiv von der Vorstufe in den Kollektorkreis des Pendelaudions eingekoppelt. Die Rückkopplung für das Pendelaudion mit dem Transistor T_2 stellt der Kondensator C_3 zwischen Kollektor und Emitter her. Die Pendelfrequenz entsteht bei diesem Empfänger nicht, wie meist üblich, in einem *RC*-Glied, sondern in einem besonderen zweiten Schwingkreis (L_3, C_8), der dem HF-Schwingkreis nachgeschaltet ist und induktiv auf die Basis des Transistors T_2 rückgekoppelt wird. Für die Pendelfrequenz und die NF arbeitet der Transistor T_2 in Emitterschaltung; für die HF wegen der höheren Grenzfrequenz in der dafür günstigeren Ba-


Bu1 NF-Ausgang
6V
-
+
24V
3,3Vss
Bu2
C13 1n
C12 4µ
St1
8 1
-4V
T5 2 SB 56
-6V
R17 820
-6V
R16 1,5k
R15 1,2k
R3 51k
e1 e2 C4 51
L2
a2
R19 7,5k
R7 3,3k
R8 10k
R14 5k lin.
R13 5,1k
C1 4,7n
-2V
T1 AF115
C3 56
T2 AF115
R18 4,7k
C6 1µ
OC 71 T4
R12 4,3k
R11 82k
e4 L3 a4
a3 e3
C8 10n
-2,3V T3
-2,9V D2 0A91
C11 1µ
L1
R1 2k
R2 33k
C2 1n
R4 100
R5 5,6k
C5 1n
R6 27k
L4
OC 71
D1 0A91
C7 4,7n
R20 6,8k
C9 4,7n
C10 32µ
R9 10k

L_1 = 11 + 11 Wdg., 0,2-mm-CuL, 4mm Durchmesser mit Kern

L_2 = e_1 - c_1 = 4 Wdg.; e_2 - c_2 = 6 Wdg. } 0,3-mm-CuL, 5mm Durchmesser mit Kern

L_3 = e_4 - c_4 = 40 Wdg.; c_3 - e_3 = 90 Wdg. } Schalenkern

L_4 = etwa 200 Wdg., Schalenkern, $A_L \approx 1000$

Bild 4.54
Pendelaudion mit HF-Vorstufe (Empfänger: *Varioton*)

sisschaltung. Im Takt der Pendelfrequenz setzt im Transistor T_2 die HF-Schwingung in der beschriebenen Weise ein und aus. Durch den Pendelfrequenzkreis L_3, C_8 entsteht eine stabile Sinusschwingung, bei der das Pendelaudion sicherer arbeitet als bei den von einem *RC*-Pendelglied hervorgerufenen Kippschwingungen. Da der Emitterwiderstand R_4 recht klein ist und dadurch keine genügende Temperaturstabilisierung gewährleistet, wird der Arbeitspunkt temperaturstabil durch den NTC-Widerstand R_{18} im Basisspannungsteiler eingestellt. Die Pendelfrequenzdrossel L_4 koppelt die NF aus. Dabei ist praktisch das Pendelaudion der untere Teil des Basisspannungsteilers der ersten NF-Verstärkerstufe. Die Basisspannung von T_3 entspricht der Kollektorspannung des Transistors T_2. Der Pendler und die erste NF-Stufe kompensieren sich also bei Schwankungen der Temperatur und der Betriebsspannung gegenseitig. L_4 und C_9 bilden ein Tiefpaßglied, das die Pendelfrequenz aussiebt. Über R_6 erfolgt eine Gleichstromgegenkopplung vom Emitter des Transistors T_3 auf die Basis von Transistor T_2 und wirkt zusätzlich arbeitspunktstabilisierend. Die Diode D_2 beschneidet die positiven Halbwellen; die negativen Halbwellen gelangen an die Basis des Transistors T_4, der sie verstärkt und gleichzeitig begrenzt. Am Kollektor erscheint also eine einwandfreie Rechteckspannung. T_5 ist ein Schalttransistor und arbeitet in Kollektorschaltung. Dadurch erreicht man zwar keine zusätzliche Verstärkung mehr, aber der Ausgang des NF-Verstärkers wird niederohmig. Am Ausgang des NF-Verstärkers steht eine rechteckförmige NF-Spannung von $U_{SS} = 3{,}3$ V zur Verfügung.

Es sind aber auch Pendelaudionschaltungen für Si-Transistoren entwickelt worden, um die unbestreitbaren Vorzüge des Si-Transistors wie hohe Verstärkung und temperaturstabiles Verhalten für die Fernsteuertechnik zu nutzen. Die Schaltung nach Bild 4.55 ist gewissermaßen das unter diesen Gesichtspunkten weiterentwikkelte *Schumacher*-Pendelaudion nach Bild 4.48. Das Pendelaudion selbst weist einige Veränderungen auf. Das Pendelfrequenzglied R_1, C_1 liegt in der Basisleitung, und NF und PF werden durch die *RC*-Kette C_5, R_3, C_7, R_5 und C_9 getrennt. Die Antenne wird bei dieser Schaltung am Emitter angekoppelt. Diese Maßnahme ergibt nur eine geringe Störstrahlung und ebenfalls geringe Rückwirkung der Antenne auf die Pendlerabstimmung. Der Empfänger arbeitet in der Weise stabiler und hat eine höhere Empfindlichkeit als bei

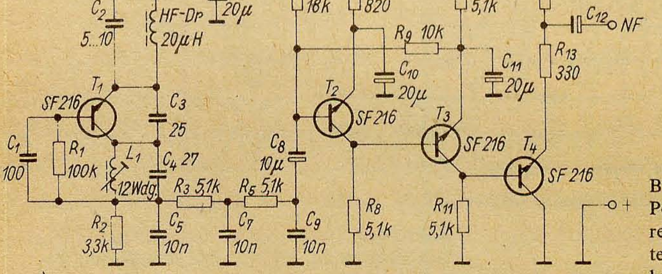
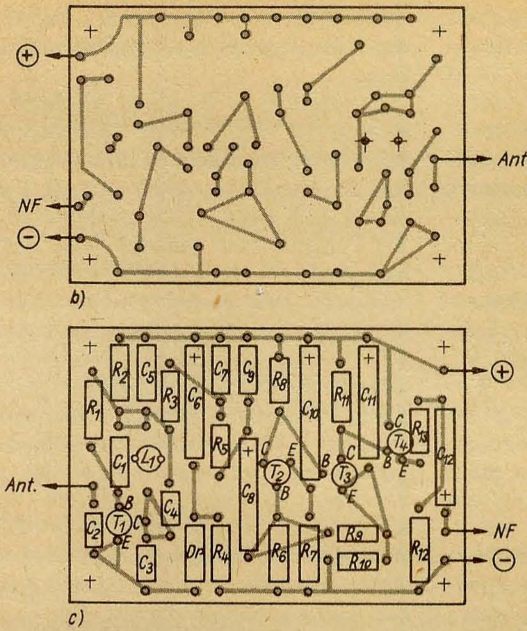
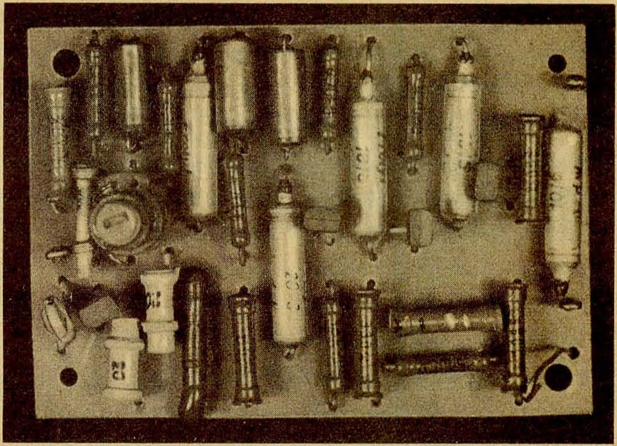


Bild 4.55
Pendelaudion mit Si-Transistoren; a – Stromlaufplan, b – Leiterplattenzeichnung, c – Bestükkungsplan, d – Musteraufbau


⊕
Ant.
NF
⊖
b)
R1
R2
C5
R3
C6
C7
C9
R8
C10
R11
C11
T4
R13
C12
C1
L1
R5
T2
T3
C8
T1
C4
C2
C3
Dr
R4
R6
R7
R9
R10
R12
⊕
Ant.
NF
⊖
c)



Kollektorankopplung der Antenne. Die Pendelfrequenz wird für dieses Audion durch die *RC*-Kombination R_1, C_1 bestimmt. R_1 dient gleichzeitig zur Zuführung der Basisvorspannung. Bei Einstellung des Arbeitspunktes über nur einen Basiswiderstand erreicht man bei Si-Transistoren eine ausreichende Stabilität gegenüber Änderungen der Umgebungstemperatur und der Betriebsspannung. Das bewirkt folgender Vorgang: Da der Arbeitspunkt über einen großen Basiswiderstand durch die Festlegung des Basisstroms eingestellt wird, hat die Änderung der Basis-Emitter-Spannung mit der Temperatur keinen Einfluß auf das Temperaturverhalten. Der hohe Widerstand im Basiskreis ergibt bei entsprechender Wahl der Zeitkonstanten mit dem Abblockkondensator C_1 über die Audionwirkung dieses *RC*-Gliedes mit der Basis-Emitter-Diode eine automatische Verstärkungsregelung durch aussteuerungsabhängige Arbeitspunktverschiebung. Das ist ein besonderer Vorzug des Pendelaudions. Das Signal liegt am Empfängerausgang einwandfrei rechteckförmig und damit begrenzt an. Seine Amplitude hängt von dem Verhältnis der Widerstände R_{12} und R_{13} ab und muß in der Weise gewählt werden, daß die nachfolgenden Stufen nicht übersteuern. Die NF-Spannung am Ausgang bleibt innerhalb der Reichweite rauschfrei. Ist die Reichweitegrenze erreicht, so setzt das Pendlerrauschen schlagartig ein, während es bei einem mit Ge-Transistoren bestückten Empfänger schon vorher allmählich steigernd einsetzt. Innerhalb der Reichweite tritt also am Ausgang des mit Si-Transistoren bestückten Empfängers eine einwandfreie NF-Spannung auf, die die Funktionssicherheit der Anlage bedeutend erhöht. Damit bietet der Si-Transistor im Empfänger entscheidende Vorteile, nicht zuletzt durch die mögliche hohe Stufenverstärkung.

Ein Schritt in Richtung Miniaturisierung ist der Einsatz integrierter NF-Verstärker (Bild 4.56). Der dreistufige NF-Verstärker vom Typ *TAA 111* (*MAA 125*) bietet sich dazu direkt an. Als Pendelaudion wird die Schaltung nach Bild 4.48 oder nach Bild 4.55 übernommen. Der nachgeschaltete dreistufige NF-Verstärker bringt eine hohe NF-Verstärkung und hat wegen der galvanischen Stufenkopplung eine sehr große Bandbreite. Da am Ausgang nur etwa U_{SS} = 3 V für das NF-Signal benötigt werden, wird die Betriebsspannung mit dem Spannungsteiler auf etwa 4 V herabgesetzt. Mit dem Einstellregler R_7 stellt man den Arbeitspunkt der ersten Verstärkerstufe ein und damit auch den der anderen beiden Stufen. Die Gesamtstromaufnahme soll bei etwa 6 bis 7 mA liegen. R_7 wird nach der Arbeitspunkteinstellung ausgemessen und durch einen Festwiderstand ersetzt.

Die bisher beschriebenen Schaltungen sind alle für das 27,12-MHz-Fernsteuerband ausgelegt. Nach entsprechender Umdimensionierung der

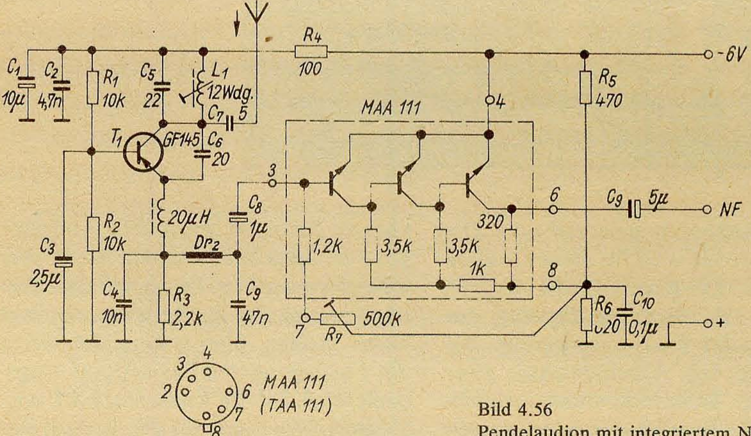
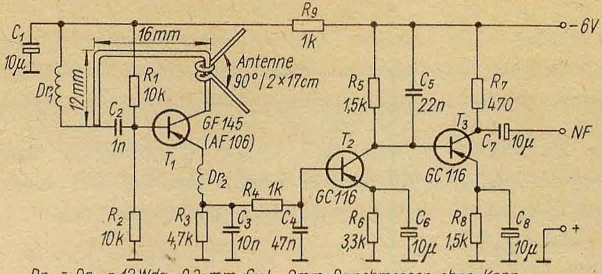
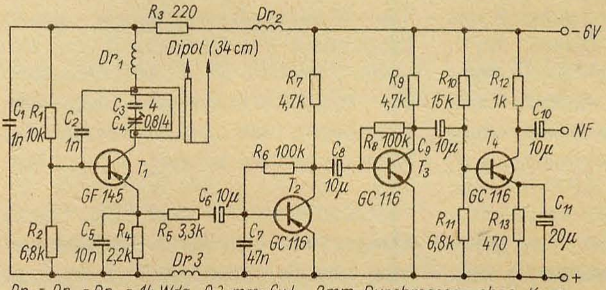


Bild 4.56
Pendelaudion mit integriertem NF-Verstärker


R9
1k
-6V
C1
10µ
16mm
Antenne
90°/2×17cm
Dr1
12mm
R1
10k
C2
1n
GF145
(AF106)
T1
R5
1,5k
C5
22n
R7
470
T3
C7
10µ
NF
T2
GC116
Dr2
R4 1k
GC116
R2
10k
R3
4,7k
C3
10n
C4
47n
R6
3,3k
C6
10µ
R8
1,5k
C8
10µ
+

Dr₁ = Dr₂ = 12 Wdg., 0,2-mm-CuL, 2mm Durchmesser ohne Kern
Lecherbügel = (12×16) mm, 1-mm-CuLS

Bild 4.57
Pendelaudion für 433 MHz (Version *Bentert/Heck*)


R3 220
Dr2
-6V
Dr1
Dipol (34cm)
C3 4
C4 0,8/4
C1
1n
R1
10k
C2
1n
T1
GF145
R7
4,7k
R9
4,7k
R10
15k
R12
1k
C10
10µ
NF
R6 100k
C8
10µ
R8 100k
C9 10µ
T3
GC116
T4
GC116
T2
C6 10µ
R5 3,3k
C7
47n
GC116
R2
6,8k
C5
10n
R4
2,2k
Dr3
R11
6,8k
R13
470
C11
20µ
+

Dr₁ = Dr₂ = Dr₃ = 14 Wdg., 0,3-mm-CuL, 2mm Durchmesser ohne Kern

Bild 4.58
Pendelaudion für 433 MHz (Version *Rabel*)

Schwingkreisbauelemente und des Rückkopplungskondensators im Pendelaudion lassen sich die Schaltungen auch für 13,56 MHz verwenden.

Für das traditionelle Fernsteuerband 27,12 MHz sind eine Vielzahl von Empfängertypen, gleich ob Pendelaudion oder Super, entwickelt worden. Ähnliches kann vom 433-MHz-Band nicht behauptet werden. Zwei Pendelaudionversionen sind von Amateuren entwickelt und ihre Erfahrungen (in [102], Jahrgang 1961 und 1967) veröffentlicht worden. Beide Schaltungen werden in Bild 4.57 und Bild 4.58 wiedergegeben und im folgenden kurz besprochen, um dem Amateur Anregungen für eigene Experimente auf diesem durchaus interessanten Gebiet zu geben.

Bei dem Dezipendler nach Bild 4.57 übernimmt ein Drahtbügel die Funktion des Schwingkreises. Die Schaltung ist vergleichbar mit der Schaltung des selbstschwingenden Pendelaudions nach Bild 4.48. Der Transistor T_1 wird wieder in Basisschaltung betrieben. R_3 und C_3 bilden die Emitterkombination zur Erzeugung der Pendelfrequenz. C_2 schließt die Basis für die Pendelfrequenz zur Masse kurz, allerdings nicht direkt, sondern über Dr_1 und C_1. Die Rückkopplung besorgt bei dieser hohen Frequenz die Transistorkapazität C_{CE}! Die Kollektor-Basis-Kapazität liegt in Reihe zu C_2 und parallel zum Schwingkreis. Damit verkürzt sich die Länge des Drahtbügels. Da die Enden des Drahtbügels, auch als *Lecher*-Kreis bezeichnet, auf HF-Potential liegen, muß die Betriebsspannung entweder im Spannungsknoten, also der Mitte des Drahtbügels, oder an den Enden, dann aber über eine Drossel zugeführt werden. Es ist die mechanisch einfachere und sichere Lösung ausgewählt worden. C_3, R_4 und C_4 trennen HF und NF. Bei

UHF spielen die Abmessungen des »Schwingkreises« eine entscheidende Rolle. Die Antennenankopplung ist beim Dezipendler denkbar einfach, zwei, drei Windungen isolierter Antennendraht, um den Drahtbügel gewickelt, genügen. Den günstigsten Ankopplungspunkt findet man durch Verschieben auf dem *Lecher*-Kreis. Bei zu starker Kopplung setzt das Pendelaudion aus. Der Antennendraht wird als $^{\lambda}/_{2}$-Antenne ausgebildet, also 34 cm lang gemacht. Der *Lecher*-Kreis kann auf die Sendefrequenz durch Verbiegen des Drahtbügels genau abgestimmt werden. Beim Aufbau eines Dezipendlers gilt erst recht die schon für das 27,12-MHz-Pendelaudion aufgestellte Regel: Alle HF-führenden Leitungen müssen so kurz wie möglich sein. Bei 433 MHz kommt es auf jeden Millimeter an. Der Transistor T_1 wird am besten direkt unter dem *Lecher*-Bügel angeordnet. Um die Schwingkreis- und Leitungsverluste in diesem Frequenzbereich herabzusetzen, sollte man für den *Lecher*-Kreis versilberten Kupferdraht verwenden und mit dem Lötzinn auf der Platinenunterseite sparsam umgehen, denn Zinn hat eine wesentlich schlechtere Leitfähigkeit als Kupfer.

Die Dezipendlerschaltung nach Bild 4.58 weist einige Verbesserungen gegenüber der Schaltung nach Bild 4.57 auf. In dieser Schaltung ist die Drossel in der Emitterleitung weggelassen worden. Dadurch erreicht man ein sicheres Schwingen selbst schlecht schwingfähiger Transistorexemplare. Da geringe Spannungsänderungen, kleine Metallteile oder auch das Empfängergehäuse den *Lecher*-Kreis verstimmen, kann er mit C_4 abgestimmt werden. Die Antenne wird von zwei 17 cm V-förmig (90°) zueinander stehenden Drähten gebildet. Als Antennenleitung dient Flachbandkabel, das nicht länger als 15 cm sein sollte. Die Antennenankopplung geschieht über ein Stück isolierten Schaltdraht parallel zum *Lecher*-Bügel oberhalb der Leiterplatte. Der *Lecher*-Bügel mit 15 mm Kantenlänge wird direkt als Leiterbahn auf der Kupferseite der Leiterplatte eingeätzt.

4.2.2.4. Superhetempfänger

Der Pendelaudionempfänger genügt hinsichtlich Empfindlichkeit und Betriebssicherheit allen Anforderungen der Modellfernsteuerung. Bei dem Bestreben, den Parallelbetrieb der Modellfernsteueranlagen zu ermöglichen, war die große Bandbreite des Pendelaudions sehr nachteilig. Dieser Mangel ließe sich durch die Einschaltung von Selektionsgliedern im Pendelaudion, z. B. Quarzfilter, beheben. Da dieses Verfahren aber sehr kostspielige Filterquarze erfordert, ist es in der Fernsteuerpraxis nicht angewendet worden. Bei der Weiterentwicklung der Empfänger ging man daher einen anderen Weg. Es ist das beim Rundfunkempfänger seit Jahren mit Erfolg angewendete Prinzip des Überlagerungsempfängers, auch als Superhet oder kurz als Super bezeichnet, übernommen worden. Durch die Anwendung von Schwingquarzen im Oszillator war es damit auf einfache Weise möglich, Empfänger aufzubauen, die die für das Kanalraster (s. Tabelle 2.2., S. 20) erforderliche Bandbreite, Frequenzgenauigkeit und Frequenzkonstanz aufwiesen. Die Ausführung des Schwingquarzes in Steckfassung ermöglichte außerdem, genau wie für den Sender, einfachen und schnellen Kanalwechsel. Diese Entwicklungsrichtung hat sich bei allen international bekannten Fernsteueranlagen durchgesetzt. Betrachtet man die sehr große

Anzahl von Fernsteueranlagen, so ist, ähnlich wie beim Pendelaudion, auch beim Super ein einheitliches Schaltungskonzept festzustellen. Die Bedingungen der Modellfernsteuerung auf der einen und die zum Anlagenaufbau greifbaren Bauelemente auf der anderen Seite lassen nur wenige optimale Lösungsvarianten zu.

Die technische Konzeption des Fernsteuersupers wird wesentlich von der geforderten Empfindlichkeit und Übersteuerungsfestigkeit sowie den Bandbreitebedingungen bestimmt. Wenn der Fernsteuersuper eine Grundempfindlichkeit von etwa 5 μV/m hat, ist bei den in Abschnitt 4.2.1., Sender-HF-Teil, genannten HF-Leistungen eine Bodenreichweite von 800 bis 1000 m möglich. Diese reicht für die Modellfernsteuerung völlig aus, und der Amateur kann sie mit den bekannten Schaltungsvarianten ohne Schwierigkeiten realisieren. Größere Reichweiten bringen zwar eine Sicherheitsreserve, werden aber selten ausgenutzt, da man in Entfernungen von über 500 m den Fahr- bzw. Flugzustand eines Modells nur noch unsicher beurteilen kann. In vielen Fällen, besonders bei der Fernsteuerung von Schiffsmodellen, genügen geringere Empfindlichkeiten und somit auch geringere Reichweiten. Gerade der hochempfindliche Super wird auch Störsignale mit kleiner Amplitude aufnehmen und als Störung wirken lassen. Bei Schiffsmodellen mit Elektroantrieb, der meist kräftige HF-Störungen verursacht, ist es sogar zweckmäßig, den Empfänger mit verminderter Empfindlichkeit zu betreiben.

Daraus geht hervor, daß die Empfängerempfindlichkeit nach den Einsatzbedingungen ausgelegt werden sollte und daß nicht der hochempfindliche Super in jedem Fall der »Beste« ist. Hinsichtlich Großsignalverhalten und Übersteuerungsfestigkeit sind besondere Forderungen an den Super zu stellen. Er muß in unmittelbarer Sendernähe (z. B. Modell in der Hand – entspricht Sender-Empfänger-Abstand von etwa 1 m) bei einer Feldstärke von angenommen 450 mV/m genau so einwandfrei funktionieren, wie bei der Feldstärke von 5 μV/m. Diese Tatsache erfordert eine hochwirksame Regelung im Fernsteuersuper.

Die Bandbreitebedingungen für den Fernsteuersuper werden von der Kanaleinteilung (s. Tabelle 2.2., S. 20) vorgegeben. Das bedeutet, daß der Super in allen Kanälen gleichermaßen hochselektiv sein muß. Die Analyse der gebräuchlichen Superschaltungen ergibt ein fast einheitliches Schaltungskonzept, das durch den Prinzipschaltplan Bild 4.59 wiedergegeben wird. Die Empfängerantenne arbeitet auf einen Eingangskreis, der meist nur als zweikreisiges *LC*-Filter ausgelegt ist. Der Oszillator wird ausnahmslos quarzstabilisiert. Selbstschwingende Mischstufen werden bei Fernsteuersupern nicht mehr angewendet, so daß man meist

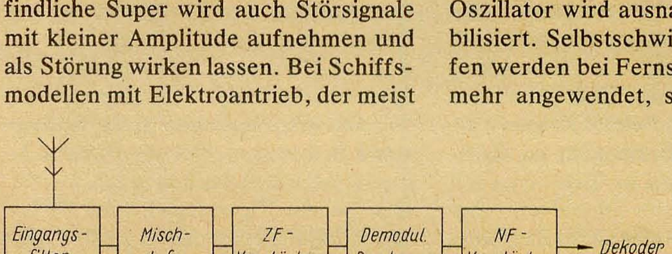


Bild 4.59
Übersichtsschaltplan des Fernsteuersupers

nichtgeregelte Mischstufen benutzt. Die ZF-Verstärker sind vorwiegend konventionell mit 3 *LC*-Filtern ausgelegt, wobei ein oder zwei ZF-Stufen geregelt werden. Zur Demodulation und Regelspannungsgewinnung setzt man gleichermaßen Dioden und Transistoren ein.

Der Super wird auf die Kanalfrequenz mit dem Schwingquarz über die Oszillatorfrequenz abgestimmt. Damit muß der Eingangskreis eine Bandbreite von $B_{\mathrm{HF}} \approx 325$ kHz haben, um alle Kanalfrequenzen gleichermaßen zu selektieren und gegebenenfalls zu verstärken. Der Oszillator erzeugt eine um die ZF (455 kHz oder 460 kHz) niedrigere konstante HF-Schwingung, die mit der von der Antenne aufgenommenen und vorselektierten modulierten HF gemischt wird. Bei der Mischung entstehen die Summen- und Differenzfrequenzen sowie deren Oberwellen aus der empfangenen HF und der Oszillator-HF. Der Selektionskreis (Filter) in der Mischstufe siebt aus diesem Gemisch nur eine Frequenz, die ZF (Zwischenfrequenz)

$$\omega_{\mathrm{ZF}} = \omega_{\mathrm{HF}} - \omega_{\mathrm{Osz}} \tag{65}$$

aus. Die Zwischenfrequenz wird dann in den beiden folgenden ZF-Stufen weiter verstärkt und selektiert. Damit übernimmt der ZF-Verstärker den Hauptanteil an der Signalverstärkung und -selektion. Durch die Verwendung von drei ZF-Filtern kann man eine genügend schmale Selektionskurve erhalten, bei deren Breite aber ein Kompromiß zu schließen ist. Einerseits soll die ZF-Bandbreite so schmal wie möglich sein, um eine ausreichende Nachbarkanaldämpfung zu erzielen. Andererseits muß sie aber auch groß genug sein, um die hohen Niederfrequenzen ohne Verstärkungsverlust bzw. die Impulse unverfälscht zu übertragen. Dabei wäre in Analogie zu den Bandbreitebetrachtungen des Senders eine ZF-Bandbreite von $B_{\mathrm{ZF}} = 10$ kHz anzusetzen, um die $B_{\mathrm{NF}} = 5$ kHz zu erhalten. Hinzu kommen die Frequenzabweichungen durch die Schwingquarze mit $\frac{\Delta f}{f} = 30 \cdot 10^{-6}$, die für Sender- und Empfängerquarze eine mögliche maximale Abweichung bei 27,12 MHz von $\Delta f = 1{,}63$ kHz zur Folge haben. Diese Frequenzabweichung muß aber von der ZF-Bandbreite abgefangen werden, so daß man $B_{\mathrm{ZF}} = 11{,}63$ kHz erhält. Da in der Praxis meist nicht solche hochpräzisen Schwingquarze mit einer Frequenzabweichung von

$$\frac{\Delta f}{f} = 30 \cdot 10^{-6}$$

zur Verfügung stehen, muß der auf diese Weise errechnete Wert noch vergrößert werden. Eine ZF-Bandbreite von $B_{\mathrm{ZF}} = 15$ kHz wird den tatsächlichen Verhältnissen gerecht. Mit diesem Wert ist bei Zugrundelegung des 20-/30-kHz-Kanalrasters noch ein genügender Sicherheitsabstand zum Nachbarkanal gewährleistet.

Problematisch wird es allerdings bei der Anwendung der AM-Schmalbandübertragung im 10-kHz-Kanalraster. Bei ihr muß man alle Möglichkeiten zur Verringerung der ZF-Bandbreite wie Reduzierung der NF-Bandbreite auf $B_{\mathrm{NF}} = 3$ kHz und Verwendung von Präzisionsquarzen ausschöpfen, um auf den erforderlichen Sicherheitsabstand zu kommen. Bei den Digitalanlagen ist das mit Sicherheit möglich, während bei den Tip-Anlagen dann die hohen NF-Kanalfrequenzen mit $f > 3$ kHz nicht mehr belegt werden dürfen.

Bei der Auslegung des ZF-Verstärkers ist hinsichtlich der Bandbreite noch in anderer Richtung ein Kompromiß zu schließen. Im Fernsteuersuper

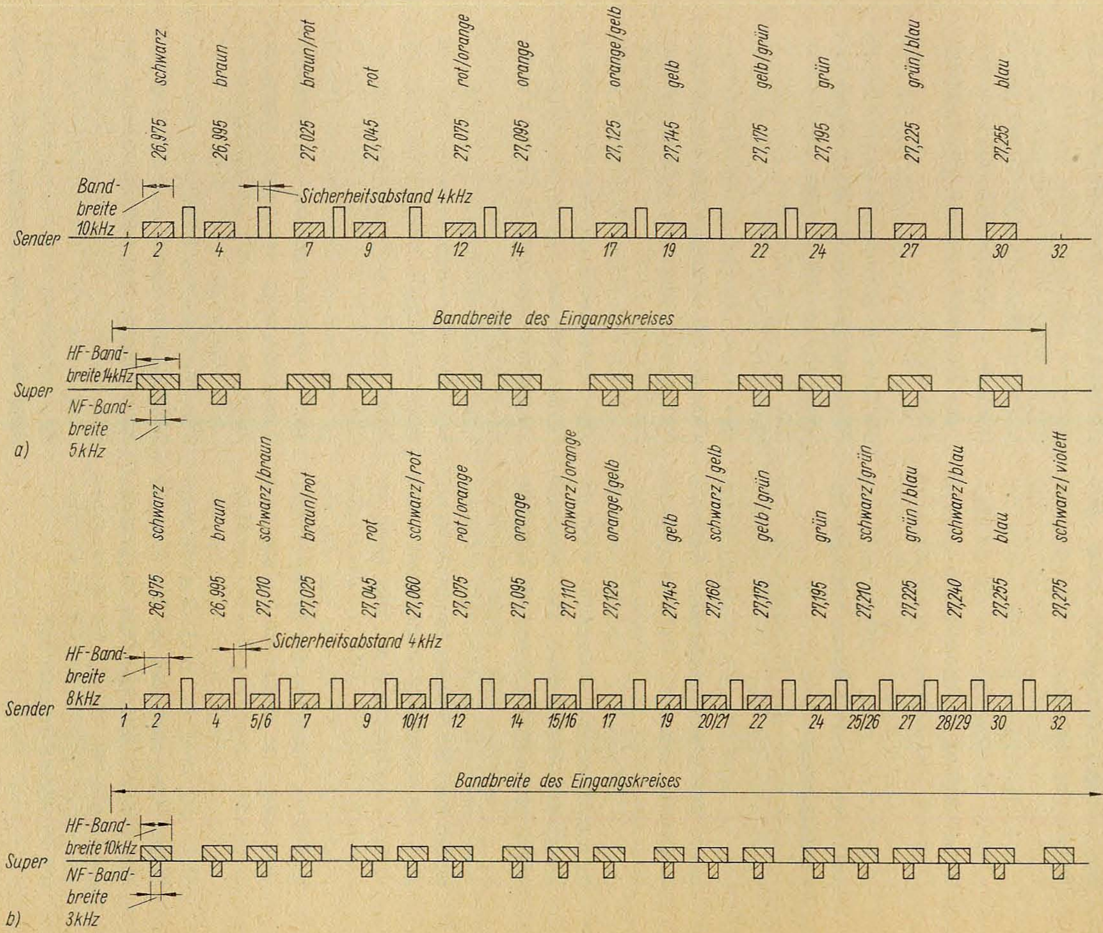

schwarz
braun
braun/rot
rot
rot/orange
orange
orange/gelb
gelb
gelb/grün
grün
grün/blau
blau
26,975
26,995
27,025
27,045
27,075
27,095
27,125
27,145
27,175
27,195
27,225
27,255
Band-
breite
10kHz
Sicherheitsabstand 4kHz
Sender
1 2 4 7 9 12 14 17 19 22 24 27 30 32
Bandbreite des Eingangskreises
HF-Band-
breite 14kHz
Super
NF-Band-
breite
5kHz
a)
schwarz
braun
schwarz/braun
braun/rot
rot
schwarz/rot
rot/orange
orange
schwarz/orange
orange/gelb
gelb
schwarz/gelb
gelb/grün
grün
schwarz/grün
grün/blau
schwarz/blau
blau
schwarz/violett
26,975
26,995
27,010
27,025
27,045
27,060
27,075
27,095
27,110
27,125
27,145
27,160
27,175
27,195
27,210
27,225
27,240
27,255
27,275
HF-Band-
breite
8kHz
Sicherheitsabstand 4kHz
Sender
1 2 4 5/6 7 9 10/11 12 14 15/16 17 19 20/21 22 24 25/26 27 28/29 30 32
Bandbreite des Eingangskreises
HF-Band-
breite 10kHz
Super
NF-Band-
breite
3kHz
b)

Bild 4.60
27,12-MHz-Fernsteuerband mit Bandbreiten; a — 20-/30-kHz-Kanalraster, b — 15-/20-kHz-Kanalraster

werden Miniaturfilter von Mittelwellentaschensupern verwendet. Mittelwellensuper sind für einen Kanalabstand (entspricht Frequenzabstand zweier Sender) von 12 bis 15 kHz ausgelegt. Um eine zufriedenstellende Nachbarkanaldämpfung zu erzielen, schließt man den Kompromiß dahingehend, daß die ZF-Bandbreite mit $B_{ZF} = 6$ kHz (entspricht einer NF-Bandbreite von $B_{NF} = 3$ kHz) gewählt wird. Damit liegen die mit diesen Filtern realisierbaren Bandbreiten an der unteren Grenze der für die Modellfernsteuerung erforderlichen Werte. Da beim Taschensuper der Sender von Hand genau auf die Sendefrequenz abgeglichen wird, entfällt auch die durch die Quarztoleranz bedingte Zusatzbandbreite.

Setzt man also Miniaturfilter von Taschensupern im Fernsteuersuper ein, so muß die erforderliche Bandbreite durch entsprechenden Abgleich eingestellt werden. Dazu verstimmt man die Filter geringfügig gegenüber der ZF. Durch die Verschiebung der Resonanzpunkte zueinander wird die Durchlaßkurve breiter. Der Abgleich sollte bei nichtübersteuertem Empfänger (Sender mit eingeschobener Antenne in 10 m Abstand) erfolgen, wobei man die saubere Impulsform mit dem Oszillografen kontrolliert. Aus diesen Darlegungen ist nun auch ersichtlich, daß die Güte und der exakte Abgleich der ZF-Kreise auf die einwandfreie Funktion der Fernsteueranlage unter den genannten Bedingungen einen entscheidenden Einfluß ausüben. Die Bandbreiteprobleme bestehen also nicht nur sender-, sondern auch empfängerseitig und sind in Bild 4.60 für AM-Betrieb übersichtlich dargestellt. Im folgenden werden die technischen Lösungsmöglichkeiten für die skizzierten Probleme besprochen.

Antenne

Aus den Ausführungen zur Sendeantenne ging hervor, daß die Antenne zwar nur ein einfacher Bauteil, dessen Bedeutung und demzufolge auch Gestaltung für den Wirkungsgrad des Senders aber sehr entscheidend ist. Ähnliches kann man von der Empfängerantenne sagen, denn für sie gelten die gleichen physikalischen Gesetze wie für die Sendeantenne. Die im folgenden zunächst theoretischen Überlegungen werden in Abschnitt 6. durch praktische Hinweise zur Antennenkonstruktion ergänzt.

Die Empfängerantenne soll die HF-Feldenergie aufnehmen und mit hohem Wirkungsgrad wieder in leitungsgebundene elektrische Energie umwandeln. Bei den Funkamateuren gilt daher zu Recht die Regel: »Eine gute Antenne ist der beste Hochfrequenzverstärker.« Gerade die Antenne des Empfängers bestimmt wesentlich Reichweite und Betriebssicherheit der Fernsteueranlage. Als brauchbare Form käme wegen der Antennenlänge nur die geerdete $\lambda/4$-Stabantenne, auch als *Marconi*-Antenne bezeichnet, in Frage. Für das 27,12-MHz-Band ergäbe sich damit eine Antennenlänge von $l \approx 2{,}60$ m. Da bei den Fernsteuersupern aber nur Antennenlängen von 0,9 bis 1 m benutzt werden, erkennt man schon daraus, daß es in der Regel viel zu kurze, ja verkümmerte Antennen sind. Damit wird gewissermaßen Empfängerempfindlichkeit verschenkt, zumal die Antenne ohne Verlängerungsspule und ohne »Gegengewicht« betrieben wird. Für den Amateur besteht natürlich die Möglichkeit, durch eine abgestimmte Empfängerantenne die Reichweite seiner Anlage zu erhöhen. Die Verlängerungsspule wird aus Sicherheitsgründen möglichst im Antennenfußpunkt eingebaut. Das »Gegengewicht« muß guten Kontakt mit dem Massepunkt des Supers haben. Dabei können die bei der Sendeantenne gegebenen Hinweise angewendet werden.

Auch wenn keine gesonderte Abstimmung der Antenne und Anpassung vorgenommen wird, tritt bei der festen Kopplung der beiden Kreise eine starke Rückwirkung der Antenne auf den Eingangskreis auf. Die Antennenlänge hat damit direkten Einfluß auf die Abstimmung des Eingangskreises. Ist der Super fertig abgeglichen, dann sollte daher im Modell unbedingt immer eine Antenne mit der gleichen Länge verwendet werden. Wird eine Antenne mit anderen elektrischen Werten angeschaltet (bei Modellwechsel), so ist das gleichbedeutend mit einer Verstimmung des Vorkreises. Hat man mit verschiedenen Antennen zu rechnen, sollte die Antennenankopplung lose sein (kleine Kapazität) oder der Vorkreis bei jedem Antennenwechsel nachgestimmt werden. Die Empfängerantenne ist der Bauteil, an dem am meisten gesündigt wird. Da man bei Beachtung der physikalischen Gesetze gerade mit einfachen Mitteln bei der Antenne optimale Ergebnisse erreicht, sollten die in Abschnitt 6. gegebenen praktischen Hinweise unbedingt beachtet werden.

HF-Vorstufe

Die HF-Vorstufe des Supers ist die erste Selektionsstufe und bei manchen Schaltungen auch die erste Verstärkerstufe. Bei der Auslegung der Vorstufe sind eine Reihe von Problemen zu lösen. Da in dieser Hinsicht der *mini-Superhet* der *Varioprop*-Anlage einige interessante Einzelheiten aufweist, sei er als Beispiel besprochen (Bild 4.61). Die HF-Vorstufe besteht aus dem Eingangskreis mit F_{101}, C_{103}, C_{104} und der selektiven Verstärkerstufe mit dem Feldeffekttransistor (FET) T_{103} und

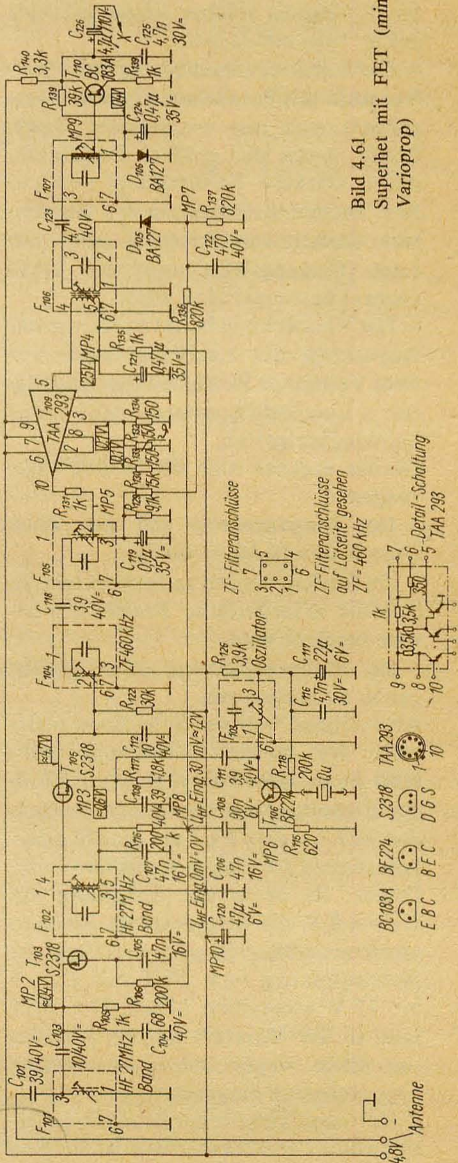


Bild 4.61
Superhet mit FET (*mini-Superhet* der Anlage: *Varioprop*)

Filter F_{102}. Die Antenne mit genau 100 cm Länge ist über C_{101} mit 39 pF fest angekoppelt. Der Schwingkreis wird an den Eingangswiderstand des in Gateschaltung arbeitenden FET durch kapazitive Spannungsteilung über das Verhältnis von C_{103}/C_{104} angepaßt. Für die Auslegung solcher Eingangskreise gelten folgende Regeln:

- Die Leistungsverstärkung einer HF-Vorstufe mit Parallelschwingkreis vergrößert sich mit wachsender Bandbreite, wenn die größere Bandbreite durch stärkere Bedämpfung von außen, festere Ankopplung des Generators (Antennenwiderstand) oder der Last (Eingangswiderstand des Transistors) hervorgerufen wird.
- Die Verstärkung hängt außer von der Anpassung des Lastwiderstands nur vom Verhältnis Betriebsdämpfung (d_B) zur Leerlaufdämpfung (d_0) des Schwingkreises ab.

Daraus ergeben sich die Schlußfolgerungen:

- Der Eingangskreis soll eine hohe Güte haben ($d_0/d_B \to$ max),
- die Stufen werden so fest gekoppelt, daß die erforderliche Bandbreite gerade erreicht wird,
- die Stufenanpassung ist möglichst genau zu realisieren.

Abweichend von der Schaltungsauslegung der meisten Fernsteuersuper, wird beim *mini-Superhet* ein FET in der Eingangsstufe verwendet. Es handelt sich bei dem FET um eine Sonderanfertigung für diesen speziellen Empfänger, da er in der Schaltung mit $U_B = 4{,}8$ V die erforderliche Steilheit erreichen muß. Normalerweise liegt die Nennspannung vom FET mit $U_B = 9$ bis 12 V wesentlich höher. Der FET wird in der Vorstufe und im Mischer vor allem wegen seiner besonderen Eigenschaften eingesetzt.

Entscheidend für die Betriebssicherheit einer Fernsteueranlage ist nicht so sehr die Empfindlichkeit des Supers als vielmehr sein Großsignalverhalten. Bedenkt man, daß beim Parallelbetrieb gleich starke Sender im Nachbarkanal mit nur wenigen kHz Abstand und in unmittelbarer Nähe betrieben werden, so sind das alles, bezogen auf den eigenen Sender, Störsender. Der oder die Vorkreise bedämpfen alle diese Störsender nicht, da die Vorkreise das gesamte Fernsteuerband durchlassen müssen. Starke Störsender gelangen daher ungeschwächt bis zur Mischstufe und rufen dann Kreuz- und Intermodulationserscheinungen hervor.

Wird die Nutzsenderschwingung von der Modulationsfrequenz eines Störsenders amplitudenmoduliert, so bezeichnet man das als *Kreuzmodulation*. Der Kreuzmodulationsgrad des Nutzträgers berechnet sich nach

$$m_k = \frac{1}{2} \cdot \frac{S''}{S} \cdot m_S \cdot U_S^2 , \qquad (66)$$

mit m_k – Kreuzmodulationsgrad, S – Y_{21} – Steilheit, S'' – 2. Ableitung der Steilheit, m_S – Modulationsgrad des Störsenders und U_S – Effektivwert des Störträgers.

Aus (66) sind folgende Regeln abzuleiten:

- Die Kreuzmodulation hängt nicht von der Stärke des Nutzsenders ab und innerhalb der Bandbreite des Eingangskreises ist die Kreuzmodulation unabhängig vom Frequenzabstand des Störsenders zum Nutzsender.

Das Verhältnis $\frac{S''}{S}$ ist mit der Kennlinienkrümmung des Transistors gegeben und bei allen in Frage kommenden bipolaren Transistoren eigentlich zu groß. Einen Ausweg bieten FET mit ihrer annähernd quadratischen Steuerkennlinie. Der Differentialquotient einer quadratischen Kennlinie ergibt eine konstante Steigung, an der keine Kreuz- oder Intermodulation auftreten kann. Mit dem FET in der Vorstufe lassen sich also Kreuzmodulationserscheinungen wirksam vermindern. Damit sie dann aber nicht in der Mischstufe auftreten, wird die Verstärkung der Vorstufe klein gehalten und in der Mischstufe ebenfalls ein FET eingesetzt.

Die Kreuzmodulation ist eine typische Erscheinung bei der Amplitudenmodulation und tritt bei Frequenzmodulation nicht auf. Da das Großsignalverhalten aber entscheidend für die Beurteilung des Fernsteuersupers ist, wird damit die Frequenzmodulation für die Modellfernsteuerung besonders interessant.

Die geringe Vorstufenverstärkung hat zur Folge, daß das Rauschen dieser Stufe merklich in die Gesamtrauschzahl des Empfängers eingeht. Die Empfindlichkeit eines Empfängers wird aber durch das Rauschen begrenzt.

Das Signal-Rausch-Verhältnis hängt auch von der Modulationsart, dem Modulationsgrad, der Bandbreite, dem Transistor und von anderen Faktoren ab. Man beurteilt eine HF-Eingangsschaltung nach der Rauschzahl *F* (auch Rauschfaktor genannt). Da es beim Fernsteuersuper auf gutes Großsignalverhalten ankommt, muß sowohl auf kleine Vorstufen- als auch auf kleine Mischstufenrauschzahl geachtet werden.

HF-Vorstufen haben nicht nur die Aufgabe der Selektion und Verstärkung, sondern sie sollen auch die Abstrahlung der Oszillatorfrequenz über die Antenne verhindern. Diese Eigenschaft der HF-Vorstufe wird als *Rückwärtsdämpfung* bezeichnet. Wie aus Bild 4.61 ersichtlich, werden Vor- und Mischstufe geregelt. Der Regelung kommt beim Fernsteuersuper erhöhte Bedeutung zu. Der Super soll innerhalb des Fernsteuerbereichs (von unmittelbarer Sendernähe bis zur Reichweitegrenze) eine annähernd konstante Ausgangsspannung abgeben, obwohl sich in diesem Bereich die HF-Eingangsspannung um mehrere Zehnerpotenzen (einige 10 mV bis etwa 5 μV) ändert. Diese Feldstärkeschwankungen sind nicht nur durch unterschiedlichen Abstand zum Sender bedingt, sondern werden besonders beim Flugmodell auch durch die sich während des Fluges ändernde Lage der Polarisationsebene der Antenne hervorgerufen. Da die sichere Arbeitsweise der elektronischen Auswerteeinrichtung wesentlich von einer konstanten Eingangsspannung abhängt, muß der Super bei hoher HF-Feldstärke eine geringe Verstärkung und bei geringer HF-Feldstärke eine große Verstärkung haben.

Die erwähnten starken HF-Spannungsschwankungen werden beherrscht, indem man die Verstärkung des Supers in Abhängigkeit von der HF-Eingangsspannung regelt. Dieser Vorgang wird kurz als Regelung oder auch AVR (automatische Vorspannungsregelung) bezeichnet. Um den erforderlichen Regelbereich zu erhalten, regelt man bei Supern mit bipolaren Transistoren ein oder zwei ZF-Stufen. Die Regelwirkung kann durch Einschalten von Dämpfungsdioden verbessert werden. Um die Verstärkung einer Transistorstufe zu regeln, wird die Steilheit des Transistors bzw. der Vierpolparameter Y_{21} verändert. Die einfachste und bei den Fernsteuersupern fast ausschließlich angewendete Methode ist die *Abwärtsregelung.* Soll die Verstärkung abnehmen, so wird bei dieser Regelart der Emitterstrom[6] verringert. Bei der Abwärtsregelung nutzt man die Transistoreigenschaft aus, daß bei kleinen Emitterströmen zwischen Steilheit und Emitterstrom Proportionalität besteht.

---

[6] Analoges gilt für den Sourcestrom beim FET.

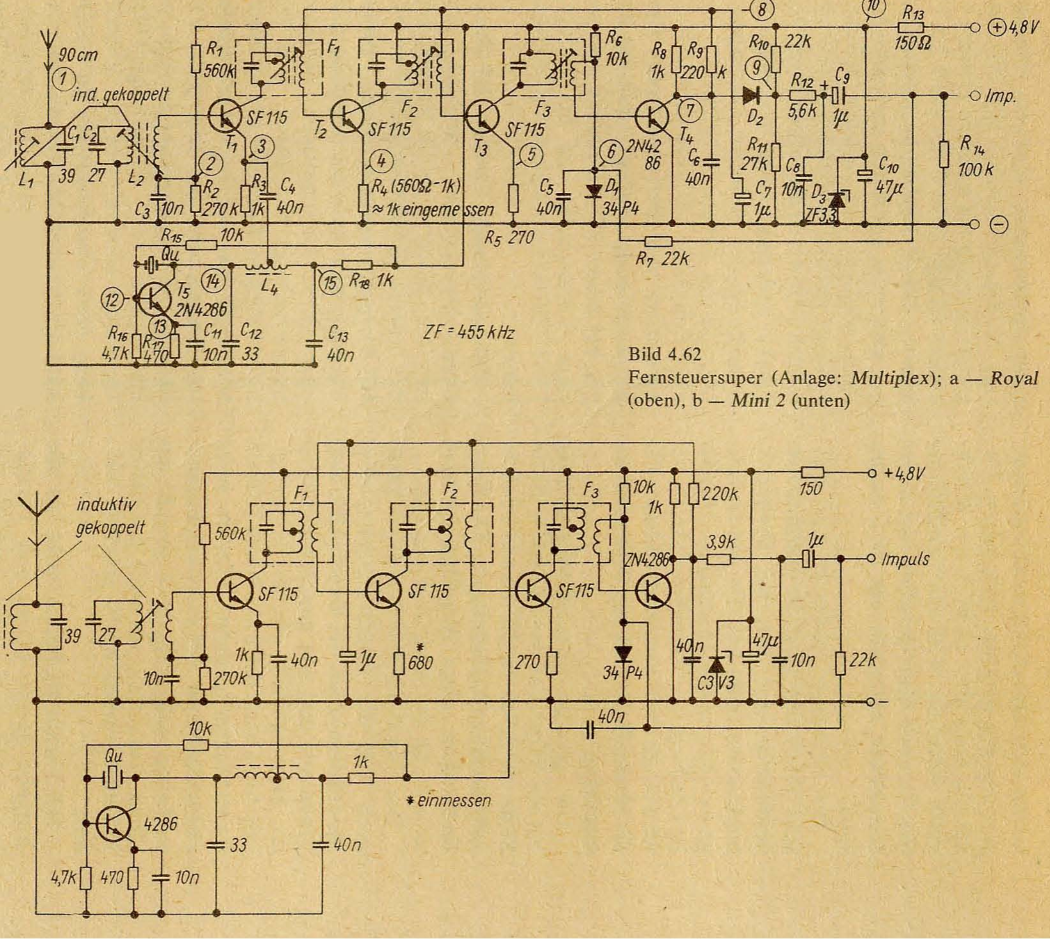

90 cm
①
ind. gekoppelt
L1
C1
C2
39
27
L2
C3 10n
R1 560k
R2 270 k
② ③
R3 1k
C4 40n
T1 SF 115
F1
T2 SF 115
F2
④
R4 (560Ω–1k) ≈ 1k eingemessen
T3 SF 115
F3
⑤
R5 270
R6 10k
⑥
C5 40n
D1 34P4
R7 22k
T4 2N4286
⑦
R8 1k
R9 220 k
C6 40n
⑧
R10 22k
⑨
D2
R11 27k
C7 1µ
C8 10n
R12 5,6k
C9 1µ
D3 ZF3,3
⑩
C10 47µ
R13 150Ω
R14 100k
⊕4,8V
Imp.
⊖
R15 10k
Qu
⑫
T5 2N4286
⑬
⑭
L4
⑮
R18 1k
R16 4,7k
R17 470
C11 10n
C12 33
C13 40n
ZF = 455 kHz
induktiv gekoppelt
39
27
10n
560k
270k
1k
40n
SF 115
F1
F2
SF 115
1µ
* 680
F3
SF 115
270
10k
1k
2N4286
34P4
220k
3,9k
40n
C3V3
47µ
10n
150
+4,8V
1µ
Impuls
22k
–
40n
10k
Qu
1k
4286
* einmessen
4,7k
470
10n
33
40n

Bild 4.62
Fernsteuersuper (Anlage: *Multiplex*); a — *Royal* (oben), b — *Mini 2* (unten)

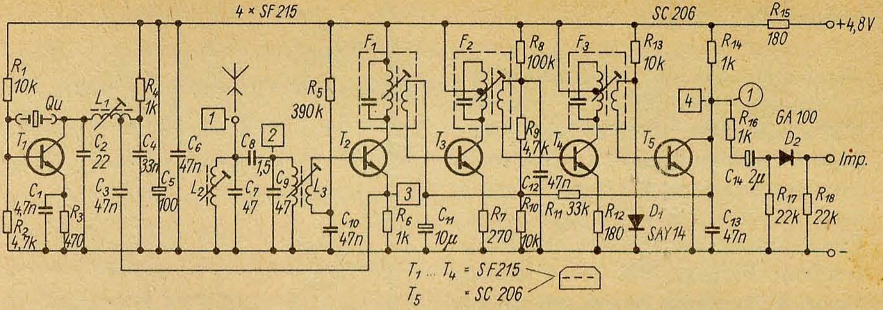

4 × SF215
SC 206
R15
180
+4,8V
R1
10k
Qu
L1
R4
1k
T1
C2
22
C4
33n
C1
4,7n
R2
4,7k
R3
470
C3
47n
C5
100
C6
47n
L2
1
C8
1,5
2
C7
47
C9
47
L3
R5
390k
T2
C10
47n
F1
3
R6
1k
C11
10µ
T3
F2
R7
270
R8
100k
R9
4,7k
R10
10k
C12
47n
R11
33k
F3
T4
R12
180
D1
SAY14
R13
10k
T5
4
R14
1k
1
R16
1k
GA 100
D2
Imp.
C14
2µ
C13
47n
R17
22k
R18
22k
–
T1 ... T4 = SF215
T5 = SC 206

Bild 4.63
Fernsteuersuper (Anlage: *start dp*)

Das gilt für den Fall, daß die zwischen Kollektor und Emitter anliegende Spannung größer als die Restspannung des Transistors wird. Im Bereich kleiner Ströme ist nach

$$Y_{21} \approx S = \frac{I_{\mathrm{E}}}{U_{\mathrm{CE}}} \qquad (67)$$

die Steilheit proportional dem Emitterstrom. Die Gleichung gilt jedoch nicht mehr bei größeren Emitterströmen. Diese Regelung hat den Vorteil, daß sie bei allen Transistoren benutzt werden kann. Sie ist einfach, unkompliziert und erfordert nur eine geringe Regelleistung. Mit der Abwärtsregelung erzielt man für den Fernsteuersuper zufriedenstellende Ergebnisse. Regelungsarten, wie die Aufwärtsregelung und die kombinierte Emitterstrom-Kollektorspannungs-Änderung, werden wegen ihres höheren Aufwands nicht angewendet. Bei der Superschaltung nach Bild 4.61 regelt man im Unterschied zum Super mit bipolaren Transistoren nicht die erste und die zweite ZF-Stufe, sondern Vor- und Mischstufe. Die Regelspannung wird am Filter F_{106} abgegriffen und mit der Diode D_{105} gleichgerichtet. Sie wird der Vor- bzw. der Mischstufe über R_{106} bzw. R_{116} zugeführt. Die Charakteristik der Kennlinien des FET gestattet beim Super nach Bild 4.61 die Regelung von Vor- und Mischstufe bei gleichzeitiger guter Kreuzmodulationsfestigkeit.

Bei bipolaren Transistoren in Vor- und Mischstufen stellt man den Arbeitspunkt möglichst auf den Punkt geringer Kennlinienkrümmung ein, um die Kreuzmodulation klein zu halten. Durch Abwärtsregelung käme der Arbeitspunkt dann aber in den Bereich starker Kennlinienkrümmung, was gleichbedeutend mit dem Auftreten von Kreuzmodulationen ist. Aus diesem Grund verzichtet man bei Vor- und Mischstufen mit bipolaren Transistoren auf die Regelung dieser Stufen und regelt dafür die ZF-Stufen. Typisches Beispiel eines nach diesen Gesichtspunkten ausgelegten Supers ist die Schaltung der Anlage *Multiplex* (Bild 4.62). Ihr entspricht auch bis auf unwesentliche Änderungen die Schaltung des Supers der Anlage *start dp* (Bild 4.63). Der Demodulatortransistor T_4 erzeugt gleichzeitig die Regelspannung (AVR) für die erste und die zweite ZF-Stufe. Im Unterschied zum Super nach Bild 4.61 besteht die Vorstufe aus einem Filter und den beiden Kreisen mit L_1, C_1 und C_2, L_2. Die Kreise sind induktiv lose gekoppelt, indem die beiden Spulen L_1 und L_2 mit etwa 10 mm Abstand auf der Platine montiert werden. Diese lose Kopplung erhöht die Selektivität des Eingangsfilters erheblich.

Mischstufe

Vergleicht man die Mischstufen der Schaltungen nach Bild 4.61 und Bild 4.62 miteinander, so sind Gemeinsamkeiten festzustellen. Die konstante Zwischenfrequenz des Supers wird in der Mischstufe durch Überlagerung der Eingangsfrequenz mit der Oszillatorfrequenz erzeugt. Für die Mischung zweier Frequenzen ist eine gekrümmte Kennlinie erforderlich. Transistoren sind daher für Mischstufen besonders geeignet. Die Wirkungsweise der Mischstufe sei zunächst am Prinzipschaltplan Bild 4.64 erläutert. Am Mischstufeneingang sind die beiden Spannungsquellen u_{HF} und u_{Osz} angeschlossen. Die folgenden Überlegungen gelten für den Normalfall, daß $u_{HF} < u_{Osz}$ ist. Bei Transistoren wird in den meisten Fällen die additive Mischung angewendet. Die Summe von HF- und Oszillatorspannung steuert die gekrümmte Kennlinie des Transistors durch, dabei entstehen Oberwellen und Kombinationsfrequenzen (Summen und Differenzen von Grund- und Oberwellen). Die für den vorliegenden Fall interessierende Frequenz ist die Zwischenfrequenz

$$\omega_{ZF} = \omega_{HF} - \omega_{Osz}. \tag{65}$$

Die ZF wird aus dem Frequenzgemisch herausgesiebt und weiter verstärkt.

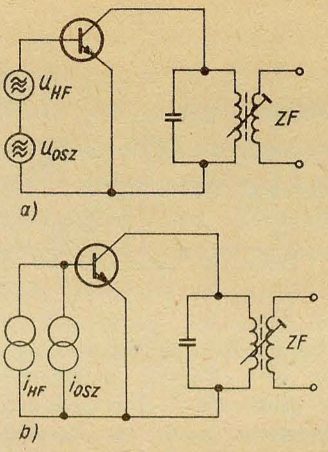


Bild 4.64
Prinzipschaltbild der Mischstufe; a – mit Reihenspeisung, b – mit Parallelspeisung

Aus der Ersatzschaltung (Bild 4.64a) können aber noch einige weitere Schlußfolgerungen abgeleitet werden. Die Spannungsquellen u_{HF} und u_{Osz} sind als ideale Quellen mit dem Innenwiderstand Null dargestellt, d. h., alle Spannungen und besonders u_{ZF} fallen an der Basis-Emitter-Diode des Transistors ab. Haben die Spannungsquellen einen endlichen Innenwiderstand, würde an ihnen auch ein Teil von u_{ZF} abfallen – eine Erscheinung, die unerwünscht ist. Daher muß man im praktischen Fall dafür sorgen, daß ein guter äußerer ZF-Kurzschluß eintritt, denn die außerhalb der Basis-Emitter-Strecke abfallende u_{ZF} geht für die Verstärkung verloren. Neben der Reihenschaltung der Spannungsquellen (Bild 4.64a) ist auch die Parallelschaltung (Bild 4.64b) möglich. Für sie gelten analoge Überlegungen. Damit nicht die eine Stromquelle für die andere einen Kurzschluß darstellt, müssen sie jetzt einen hohen Innenwiderstand haben. Diesen hohen Innenwiderstand erhält man durch Einschalten eines Kondensators mit kleiner Kapazität. Da beide Quellen hochohmig sind, fehlt der notwendige ZF-Kurzschluß.

Um diesen Kurzschluß nicht durch zusätzliche Schaltungsmittel herstellen zu müssen, benutzt man in der Praxis oft Schaltungen, die aus einer Kreuzung beider Prinzipien (Reihen- und Parallelspeisung) entstehen. Der Oszillator arbeitet dann meist als Stromgenerator (Oszillator über kleines *C* angekoppelt), während der Spannungsgenerator (Vorstufe) mit kleinem Innenwiderstand auf der Empfangsfrequenz betrieben wird. Der Innenwiderstand des Spannungsgenerators ist groß genug, um die Oszillatorspannung nicht kurzzuschließen, aber auch klein genug, um als ZF-Kurzschluß zu wirken. Der induktive Widerstand der Koppelstufe verbessert durch seine Frequenzabhängigkeit diesen beabsichtigten Effekt.

Bei der Schaltung nach Bild 4.61 wird über die Koppelspule von F_{102} und C_{107} ein ausreichender ZF-Kurzschluß hergestellt. In der Schaltung nach Bild 4.62 ist der Oszillator über C_4 und den Abgriff an der Oszillatorspule L_4 niederohmig angekoppelt, so daß über diesen Zweig die ZF kurzgeschlossen wird. Diese Schaltungsvariante bewirkt guten ZF-Kurzschluß und hohe Mischverstärkung. Deswegen wendet man sie bei Fernsteuersupern mit bipolaren Transistoren gern an (s. a. Bild 4.68 und Bild 4.70). Beim Betrieb der Mischstufe ist $u_{\mathrm{Osz}} \rangle u_{\mathrm{HF}}$. Um das Maximum der Mischsteilheit zu erreichen, wählt man u_{Osz} zu 100 bis 150 mV.

Wie bereits erwähnt, entstehen beim Mischen mehrere Frequenzen. Diese Erscheinung führt je nach Aufbau der Mischstufe zu Nebenempfangsstellen. Prinzipiell ist auf jeder Frequenz ein Empfang möglich, die durch Mischung mit der Oszillatorfrequenz die ZF ergibt. Die wichtigste dieser Mischfrequenzen ist die Spiegelfrequenz

$$\omega_{\mathrm{ZF}} = \omega_{\mathrm{Osz}} - \omega_{\mathrm{HF}}, \qquad (68)$$

die eine Nebenempfangsstelle zur Hauptempfangsstelle mit

$$\omega_{\mathrm{ZF}} = \omega_{\mathrm{HF}} - \omega_{\mathrm{Osz}} \qquad (65)$$

hervorruft (Bild 4.65).

Das Verhalten des Empfängers beim Auftreten dieser Mischfrequenz wird als Spiegelfrequenzfestigkeit bezeichnet. Bei einer ZF von 455 kHz bzw. 460 kHz für das 27,12-MHz-Band wirft das einige Probleme auf. Für den ZF-Verstärker ist es gleichgültig, ob die ZF nach (65) oder (68) entsteht; er verstärkt jede ZF von 455 kHz (oder 460 kHz). Bei einer ZF von 460 kHz liegt die Spiegelfrequenz nur 920 kHz tiefer als die Empfangsfrequenz. Die Vorkreise des Empfängers sind aber aus bereits dargelegten Gründen so breitbandig ausgelegt, daß der Kanalwechsel ohne Nachstimmen möglich ist. Damit wird die Spiegelfrequenz, die in dem Band 25,335 bis 26,055 kHz liegt, gegenüber der Empfangsfrequenz durch die Vorkreise nur geringfügig bedämpft.

Prinzipiell ergibt ein Filter als Eingangskreis wie beim Super nach Bild 4.62 eine bessere Spiegelfrequenzfestigkeit als ein einfacher Schwingkreis in der Eingangsstufe. Man schöpft die dabei gebotenen Möglichkeiten am besten aus, wenn die Vorkreise sorgfältig abgestimmt und die Kopplung der Kreise soweit wie möglich verringert wird. Die beste Spiegelfrequenzfestigkeit entsteht, wenn die Vorkreise auf nur einen Kanal abgestimmt werden. Vor dem Abgleich des Supers ist also zu entscheiden, ob die Anlage für den Betrieb in zwölf, sechs, drei Kanälen oder in einem Kanal vorgesehen ist. Durch sorgfältige Abgleicharbeit kann also die Störsicherheit wesentlich erhöht werden. Eine andere Möglichkeit,

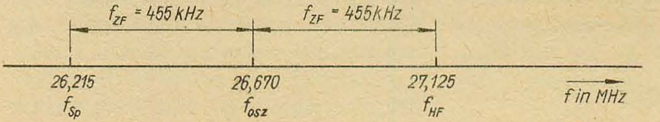
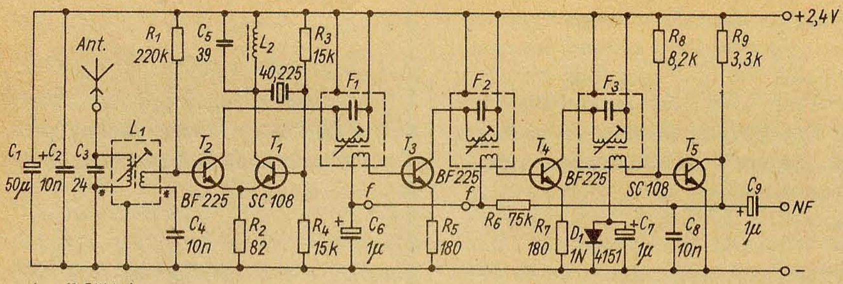


Bild 4.65
Spiegelfrequenz



L_1 = 13,5 Wdg.
2,5 Wdg. } 0,4-mm-CuL, 4mm Durchmesser mit Kern
L_2 = 13 Wdg., 0,4-mm-CuL, 4mm Durchmesser mit Kern
F_1, F_2, F_3 = Subminiaturfilter

Bild 4.66
Fernsteuersuper (Anlage: *Picoprop*)

die Spiegelfrequenzfestigkeit zu verbessern, besteht in der Erhöhung der ZF. Eine ZF von 10,7 MHz würde also hinsichtlich Spiegelfrequenzfestigkeit wesentliche Vorteile bieten. Ob man diesen Weg bei modernen FM-Anlagen beschreitet, hängt natürlich auch noch von anderen Faktoren ab.

Eine weitere schaltungstechnische Vereinfachung der Mischstufe wird erreicht, wenn Oszillator- und Mischtransistor auf einem gemeinsamen Emitterwiderstand arbeiten (Bild 4.66). Damit entfällt der ZF-Kurzschluß im Emitterkreis. Das bedingt aber eine geringere Mischverstärkung durch T_2, so daß diese Schaltungsvariante gegenüber der nach Bild 4.62 etwas geringere Empfindlichkeitswerte ergibt. Man kann das durch hochwertige ZF-Filter und gute ZF-Transistoren wieder ausgleichen. Der Arbeitspunkt der Mischstufe wird durch Abgleich von R_2 auf optimale Empfindlichkeit eingestellt.

In der Anfangszeit des Fernsteuersupers sind auch selbstschwingende Mischstufen eingesetzt worden. Inzwischen ist man aber fast ausschließlich auf fremdgesteuerte Mischstufen übergegangen. Dem Nachteil des höheren Aufwands bei fremdgesteuerten Mischstufen stehen die für den Fernsteuersuper ausschlaggebenden Vorteile gegenüber:

– Der Oszillator arbeitet stabil, auch bei hohen HF-Eingangsspannungen und bei Quarzwechsel.
– Der Oszillator ist unempfindlich gegen Beeinflussung durch die Antenne.
– Die Schaltung ist leichter zu beherrschen und unkomplizierter.

Außerdem läßt sich durch die Trennung von Oszillator und Mischstufe die Mischstufe regeln. Bei Superschaltungen und bipolaren Transistoren verzichtet man in den meisten Fällen auf die Regelung der Mischstufe, da das zu Frequenzverwerfungen führen kann.

Oszillatorstufe

Für den Mischvorgang wird neben der Hochfrequenz zur Erzeugung der Zwischenfrequenz noch die Oszillatorfrequenz benötigt. Da die Oszillatorfrequenz nach (65) nur um die ZF von 455 kHz oder 460 kHz von der HF differiert und bezüglich Frequenzkonstanz und -genauigkeit die gleichen Anforderungen gestellt werden wie an die Sender-HF, ist es naheliegend, sie mit der gleichen Oszillatorschaltung wie im Sender zu erzeugen. Die Oszillatorschaltungen der Super gleichen im Prinzip denen der Sender. Der Quarz wird wieder in Steckausführung benutzt, um den einfachen und schnellen Kanalwechsel genau wie beim Sender zu ermöglichen. Für einen kleinen

Aufbau legt man den Super am besten für Quarze in Subminiaturmetallhalter *HC 25 U* (s. a. Tabelle 4.1., S. 108) aus.

Das Streben der Amateure und Hersteller von Fernsteueranlagen ging dahin, moderne Bauelemente, die für die kommerzielle Funkempfangstechnik (Rundfunk) entwickelt worden sind, auch im Fernsteuersuper einzusetzen. Für die kommerzielle Funktechnik stellt die Industrie bereits Integrierte Schaltkreise her, die die Funktion eines FM-ZF-Verstärkers und Demodulators, eines AM/FM-ZF-Verstärkers und Demodulators oder sogar einer HF-Vorstufe, Mischstufe und eines geregelten ZF-Verstärkers übernehmen. Im Super *RE 4–C* hat man bereits 1972 für HF-Vorstufe, Mischer und ZF-Verstärker den monolithischen Hybrid-IS *TMC 003* eingesetzt. Offensichtlich bewährte sich diese Lösung nicht, denn der Super *RE 4–C* aus dem Jahr 1973 ist wieder in traditioneller Bauweise ausgeführt worden. Gute Ergebnisse sind dagegen in der Praxis mit integrierten Mischstufen erzielt worden. Sie bringen besondere Vorteile hinsichtlich Großsignalfestigkeit und kleiner Rauschzahl. In Bild 4.67 ist ein Super mit dem IS *SO 42 P* in der Mischstufe abgebildet. Die Antenne wird über C_1 mit 10 pF nur lose an den Eingangskreis mit C_2, L_1 angekoppelt. Damit wirken sich kleine Änderungen der Antennenlänge nur geringfügig verstimmend auf den Vorkreis aus. Der IS übt die Funktion des Mischers und des Oszillators aus. Der ZF-Verstärker ist in bewährter Form ausgeführt.

ZF-Stufen

Der ZF-Verstärker arbeitet als festabgestimmter HF-Verstärker auf der Frequenz 455 bzw. 460 kHz. Bei der Auslegung und dem Aufbau der ZF-Stufen sind einige Gesichtspunkte zu beachten.

Die ZF-Stufe besteht aus einem Verstärkungsglied (Transistor) und einem oder mehreren Selektionsvierpolen (Filter). Bei der Dimensionierung der ZF-Stufe ist zu beachten, daß einmal

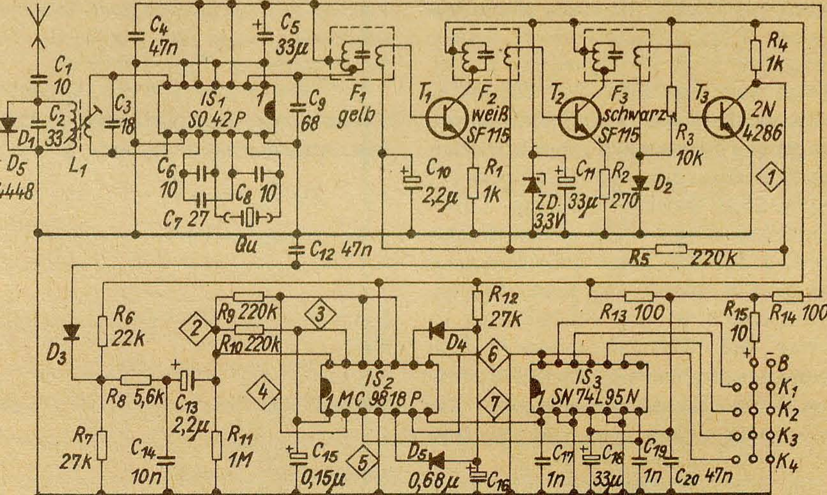

C4
47n
C5
33µ
C1
10
C2
33
D1
C3
18
IS1
SO 42 P
C9
68
F1
gelb
T1
F2
weiß
SF115
T2
F3
schwarz
SF115
R4
1k
T3
2N
4286
R3
10k
D1 - D5
1N4448
L1
C6
10
C8 10
C7 27
Qu
C10
2,2µ
R1
1k
ZD
3,3V
C11
33µ
R2
270
D2
1
C12 47n
R5 220K
R12
27k
R6
22k
D3
2
R9 220k
3
R10 220k
D4
6
R13 100
R15
10
R14 100
B
K1
K2
K3
K4
R8 5,6k
C13
2,2µ
4
IS2
MC 9818 P
7
IS3
SN74L95N
R7
27k
C14
10n
R11
1M
C15
0,15µ
5
D5
0,68µ
C16
C17
1n
C18
33µ
C19
1n
C20 47n

Bild 4.67
Fernsteuersuper mit IS *SO 42 P* in der Mischstufe
(Anlage: *Microprop-Hobby*)

durch günstige Wahl des Arbeitspunktes die maximale Steilheit erzielt wird, zum anderen daß durch Anpassung der Stufen die Leistungsverstärkung ihr Maximum erreicht. Auf die mathematische Behandlung wird verzichtet, da für den Fernsteuersuper in der Regel keine selbsthergestellten Filter, sondern handelsübliche Miniaturfilter von Transistortaschensupern verwendet werden. Alle vorgestellten Superschaltungen sind hinsichtlich der Filtertypen unkritisch, so daß sich mit den im Handel erhältlichen Miniaturfiltern gute ZF-Verstärker aufbauen lassen. Bei der Arbeitspunkteinstellung des ZF-Transistors spielt die Rückwirkung eine Rolle. Die Rückwirkung ist im Vergleich zur Steilheit eine unerwünschte Eigenschaft des Transistors. Sie beschreibt die Eigenschaft des Transistors, einen Teil der Ausgangsspannung auf den Eingang in der Weise rückzukoppeln, daß Selbsterregung eintreten kann. Der Rückwirkungsleitwert ist bei Transistoren in erster Näherung durch eine Kapazität C_{CB} darzustellen und damit frequenzabhängig. Man wird also für die Bestückung von HF-Verstärkern solche Transistortypen auswählen, die einen besonders kleinen Rückwirkungsleitwert haben. Trotzdem muß die Schaltung in der Weise ausgelegt sein, daß die Funktionsfähigkeit des Verstärkers durch die Rückwirkung auch unter schwierigen Betriebsbedingungen (Temperatur, wechselnde Betriebsspannung, Übersteuerung u. a.) nicht beeinträchtigt wird, d. h., daß keine Selbsterregung der Stufen eintritt. Bei modernen Si-Transistoren ist die Rückwirkung so gering, daß meist auf besondere Neutralisationsmaßnahmen verzichtet werden kann. Beispiele dafür sind die Schaltungen nach Bild 4.61 bis Bild 4.63, Bild 4.66 und Bild 4.67.

Die Rückwirkung kann man auch dadurch vermindern, daß Gleich- und Wechselstromarbeitspunkt durch entsprechende Gliederung im Kollektorkreis getrennt eingestellt werden. Bei der Superschaltung nach Bild 4.68 liegt im Kollektorkreis jeweils eine *RC*-Kombination, die den Gleichspannungsabfall bewirkt, während die Wechselspannung am Schwingkreis des Filters abfällt. Durch diese einfache Maßnahme erzielt man auch mit weniger guten HF-Transistoren eine hohe ZF-Verstärkung und Rückwirkungsfreiheit. Der Super ist bei Verwendung gleicher Bauelemente (Transistoren, Filter) wesentlich empfindlicher als der nach Bild 4.66. Den Problemen der Steilheit bzw. Verstärkung und Rückwirkung muß beim ZF-Verstärker große Aufmerksamkeit geschenkt werden, da der ZF-Verstärker den Hauptanteil an der Verstärkung des HF-Signals trägt.

Auf die Bedeutung einer hohen Stufenverstärkung beim ZF-Verstärker ist bereits verwiesen worden. Hinzu kommt aber, daß diese hohe Verstärkung in einem weiten Bereich regelbar sein muß. Die notwendige Verstärkung eines ZF-Verstärkers wird von den Eckwerten minimale Eingangsspannung U_{Emin} und maximale Eingangsspannung U_{Emax} bestimmt.

In beiden Fällen soll der Demodulator die gleiche Richtspannung U_{R} abgeben. Angenommen werden die Werte:

$$U_{\mathrm{Emin}} = 5\ \mu\mathrm{V},$$
$$U_{\mathrm{Emax}} = 5\ \mathrm{mV},$$
$$U_{\mathrm{R}} = 0{,}5\ \mathrm{V}.$$

Dann muß der ZF-Verstärker einmal um

$$v_{\mathrm{Umax}} = \frac{U_{\mathrm{R}}}{U_{\mathrm{Emin}}}, \qquad (69)$$

$$v_{\mathrm{Umax}} = \frac{0{,}5\ \mathrm{V}}{5\ \mu\mathrm{V}} = 10^5$$

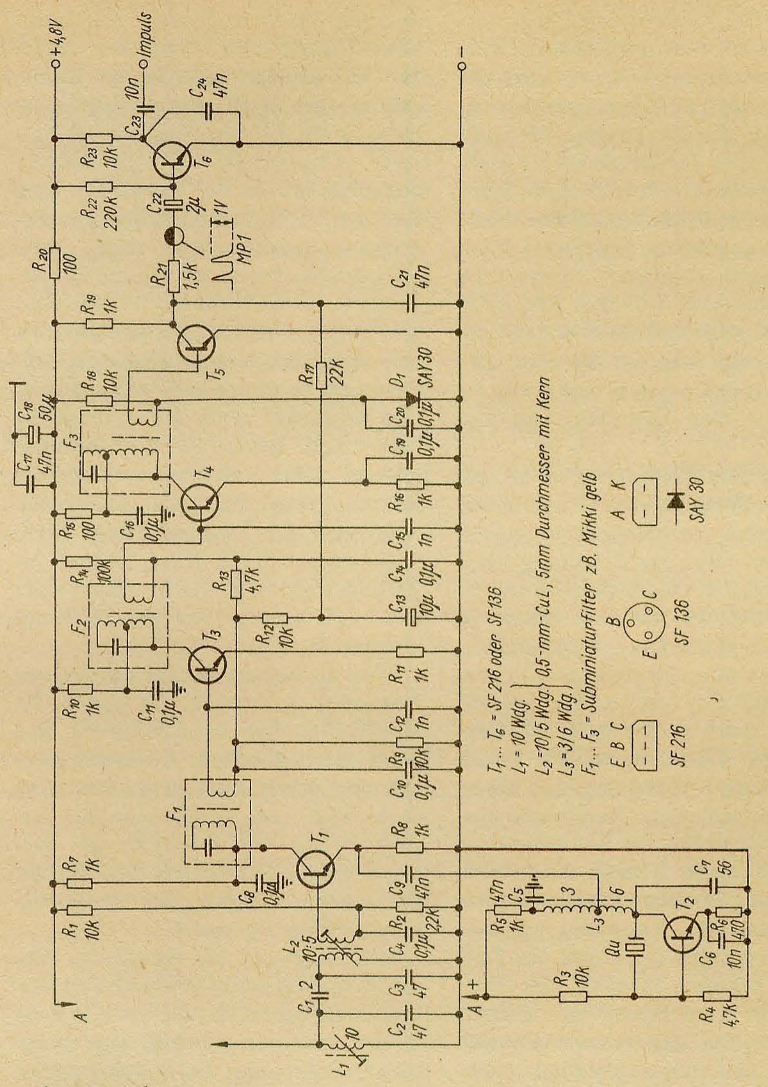

+4,8V
Impuls
R1 10k
R7 1k
R8 1k
R9 10k
R10 1k
R11 1k
R12 10k
R13 4,7k
R14 100k
R15 100
R16 1k
R17 22k
R18 10k
R19 1k
R20 100
R21 1,5k
R22 220k
R23 10k
R2 22k
R3 10k
R4 4,7k
R5 1k
R6 470
C1 2
C2 47
C3 47
C4 0,1µ
C5 47n
C6 10n
C7 56
C8 0,1µ
C9 47n
C10 0,1µ
C11 0,1µ
C12 1n
C13 10µ
C14 0,1µ
C15 1n
C16 0,1µ
C17 47n
C18 50µ
C19 0,1µ
C20 0,1µ
C21 47n
C22 2µ
C23 10n
C24 47n
T1
T2
T3
T4
T5
T6
L1 10
L2 10:5
L3 3 6
F1
F2
F3
D1 SAY30
MP1
1V
Qu
A
T1 ... T6 = SF 216 oder SF 136
L1 = 10 Wdg.
L2 = 10/5 Wdg.
L3 = 3/6 Wdg.
0,5-mm-CuL, 5mm Durchmesser mit Kern
F1 ... F3 = Subminiaturfilter zB. Mikki gelb
E B C
SF 216
B E C
SF 136
A K
SAY 30

Bild 4.68
Fernsteuersuper für den Selbstbau (Anlage: Teleprop)

und zum anderen um

$$v_{\mathrm{Umin}} = \frac{U_{\mathrm{R}}}{U_{\mathrm{Emax}}},$$

$$v_{\mathrm{Umin}} = \frac{0{,}5\ \mathrm{V}}{5\ \mathrm{mV}} = 10^2$$

verstärken. Damit wird der erforderliche Regelumfang $v_{\mathrm{U}} = 1\,000 = 10^3$. Dieser Regelumfang läßt sich durch Regelung nur einer Stufe nicht realisieren. Deshalb werden bei den Schaltungen nach Bild 4.62, Bild 4.63, Bild 4.66 bis Bild 4.68 die ersten und die zweiten ZF-Stufen geregelt.

Dabei ist noch folgendes Problem zu lösen. Vom AM-ZF-Verstärker wird eine gute Linearität gefordert. Nichtlinearitäten äußern sich in großen Klirrfaktoren. Um Nichtlinearitäten zu vermeiden, regelt man möglichst bei kleinem Emitterstrom, d. h., so lange der Transistor noch als Kleinsignalverstärker arbeitet. Bei der zweiten ZF-Stufe darf dann aber der Regelumfang nicht zu groß gewählt werden. Da diese Stufe bereits als Großsignalverstärker arbeitet, ist bei zu großem Regelbereich mit Verzerrungen zu rechnen. Bei anderen Schaltungen (Bild 4.69 und Bild 4.70) wird der Kompromiß dahingehend geschlossen, daß man nur die erste ZF-Stufe regelt und damit in unmittelbarer Sendernähe eine Übersteuerung hinnimmt.

Um mit dem ZF-Verstärker die geforderten Selektionswerte zu erreichen, werden verschiedene Varianten angewendet. Bei der Schaltung nach Bild 4.61 wird die Methode der konzentrierten Selektion mit zwei Filtern in der ersten und zweiten Stufe realisiert. Damit kann man die gesamte ZF-Verstärkung auf eine Stufe konzentrieren, die dann einen dreistufigen HF-Verstärker (IS *TAA 293*) erhält. Durch lose kapazitive Kopplung der Filter wird die erforderliche Bandbreite eingestellt. Der größte Teil der bekannten Superschaltungen arbeitet mit verteilter Selektion. In allen bisher erwähnten Schaltungen sind *LC*-Filter zur Selektion eingesetzt. Im Laufe der Entwicklung hat man versucht, die Vorzüge von mechanischen Filtern (Piezofilter) für den Fernsteuersuper zu nutzen. Auf den ersten Blick bestechen vor allem die damit verbundenen schaltungstechnischen Vorteile. Da aber Piezofilter zur Zeit noch eine schlechte Langzeitkonstanz haben, ist man zum traditionellen *LC*-Filter zurückgekehrt.

AM-Demodulation

Das ZF-Signal wird in einer Demodulatorstufe demoduliert. Zur Demodulation werden Dioden (Detektor) oder Transistoren verwendet. Außer der NF gewinnt man in der Demodulatorstufe gleichzeitig die Regelspannung für die ZF bzw. Vor- oder Mischstufe. Angewendet wird die Diodendemodulation in der Schaltung nach Bild 4.69. Für Demodulation und Regelspannungsgewinnung sind zwei Gleichrichterkreise mit D_1 und D_2 vorgesehen. Diese Trennung ist deswegen notwendig, weil der Demodulatorkreis eine möglichst verzerrungsarme NF-Spannung erzeugen und der Regelkreis eine möglichst glatte Gleichspannung liefern soll. Beide Gleichrichterkreise müssen daher verschiedene Zeitkonstanten haben. Nach der Gleichrichtung wird die Regelspannung daher noch einmal durch einen Tiefpaß gesiebt (geglättet). In der Schaltung nach Bild 4.69 besorgt das die *RC*-Kombination R_8, C_9.

Wird die Regelspannung durch einen Transistor gewonnen, so zeigen die angeführten Schaltungsbeispiele, daß recht unterschiedliche Lösungen möglich sind. Meist, auch in der Schaltung nach Bild 4.68, greift man die Regelspannung am Kollektor ab. Der Kondensator C_{21} schließt die ZF kurz. Die weitere Glättung der Regelspannung besorgt R_{17} und C_{13}.

Mit steigender ZF-Amplitude wird die Spannung zwischen Kollektor und Masse kleiner, d. h., die erste und die zweite ZF-Stufe erhalten eine geringere Vorspannung. Diese Schaltung ist ein Beispiel für die Abwärtsregelung. Der Regelbereich der zweiten ZF-Stufe verringert sich gegenüber der ersten ZF-Stufe durch R_{13}, damit die bei dem Aussteuerbereich der zweiten ZF-Stufe zu erwartenden Verzerrungen in Grenzen bleiben. Die Diode D_1 unterstützt die Regelwirkung, da sie größere ZF-Amplituden an der Basis von T_5 zur Masse kurzschließt. Die Verwendung

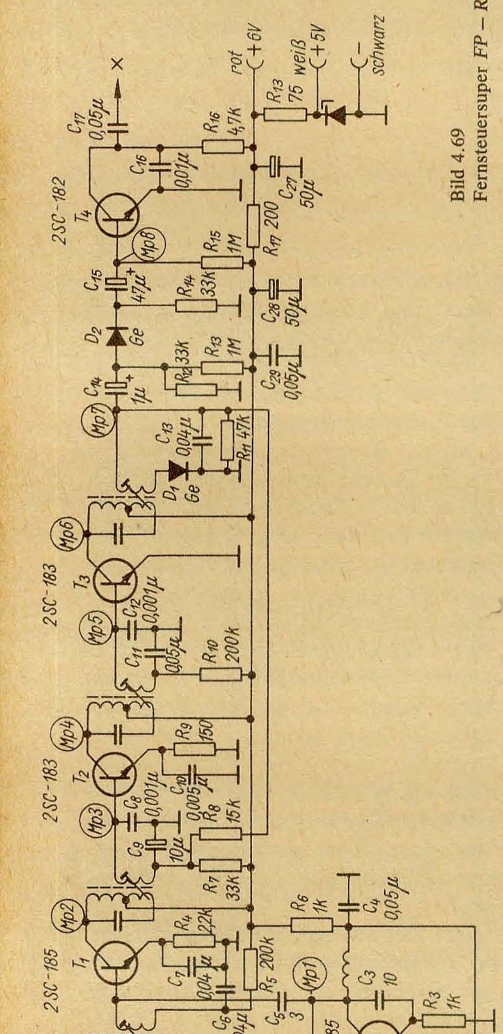

2SC-182
T4
C17 0,05µ
C16 0,01µ
R16 4,7K
R13 75
rot +6V
weiß +5V
– schwarz
C27 50µ
R17 200
Mp8
R15 1M
C15 47µ
R14 33K
C28 50µ
D2 Ge
R12 33K
R13 1M
C29 0,05µ
C14 1µ
Mp7
C13 0,04µ
R11 47K
D1 Ge
Mp6
2SC-183
T3
C12 0,001µ
Mp5
C11 0,05µ
R10 200k
Mp4
R9 150
2SC-183
T2
C10 0,005µ
C8 0,001µ
Mp3
R8 15k
C9 10µ
R7 33K
Mp2
R6 1k
C4 0,05µ
R4 22K
2SC-185
T1
C7 0,04µ
R5 200k
Mp1
C3 10
R3 1k
C6 0,04µ
C5 3
2SC-185
T5
R2 4,7k
0µ
C2 30
R1 10k
C1 30

Bild 4.69
Fernsteuersuper *FP – R 5* (Anlage: *Futaba*)

eines Transistors zur Demodulation bietet einige Vorteile:

– Beim Transistor geht im Vergleich mit der Diode die quadratische Gleichrichtung bereits bei kleineren Leistungspegeln in die lineare Gleichrichtung über (ergibt geringere Verzerrungen).

– Der Transistordemodulator bringt gleichzeitig eine erhebliche Signalverstärkung, da er als erste NF-Verstärkerstufe arbeitet.

– Der Transistordemodulator erzeugt die für die Schwundregelung benötigte Regelleistung mühelos.

Beim Transistordemodulator richtet die Basis-Emitter-Diode das HF-Signal gleich. Unter Beachtung der vorangegangenen Überlegungen wird man dazu den am stärksten gekrümmten Teil der dynamischen Kennlinie wählen. Das setzt aber voraus, daß der Demodulatortransistor gute HF-Eigenschaften hat. Der Demodulatortransistor verstärkt gleichzeitig die im Trägersignal enthaltene NF-Spannung. Das erfordert außerdem auch gute NF-Verstärkereigenschaften des Demodulatortransistors. Man wird also bestrebt sein, den Kennlinienbereich der größten Steilheit auszunutzen, was die Einstellung höherer Emitterströme bedeutet. Es ist demzufolge ein Kompromiß zwischen Demodulation und Verstärkung zu schließen. Bei Si-Transistoren legt man den Emitterstrom zu $I_E = 100$ bis $150\ \mu A$ fest. Der Belastungswiderstand der Demodulatorstufe wird am zweckmäßigsten so hoch wie möglich gewählt. Der Höchstwert für den Belastungswiderstand ist durch den Emitterstrom und die Betriebsspannung der Stufe gegeben.

Die Demodulation ist nicht die einzige Aufgabe der Demodulatorstufe. In der Demodulatorstufe wird in den meisten Fällen auch die Regelspannung bzw. Regelleistung gewonnen. Da man

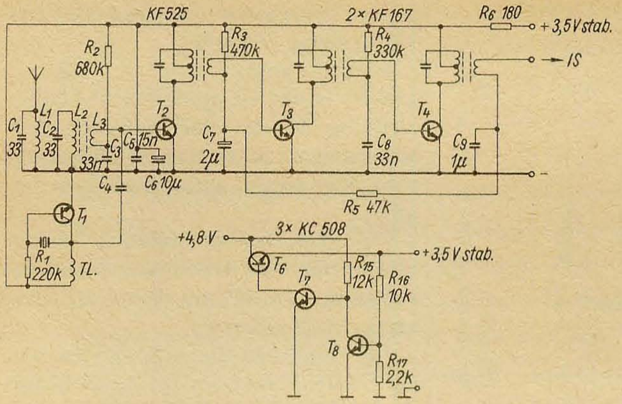


Bild 4.70 Fernsteuersuper (Anlage: *Fajtoprop*)

bei Fernsteuersupern die Regelspannung in der Demodulatorstufe gewinnt und damit die Vor- und ZF-Stufen regelt, wird diese Regelart als Rückwärtsregelung bezeichnet. Die Rückwärtsregelung hat sich in der Praxis gut bewährt, denn sie bietet einige Vorteile. Wegen der geringeren Kennlinienaussteuerung an den vorangegangenen Stufen (Vor- und ZF-Stufe) entstehen auch kleinere Verzerrungen als bei der Regelung von NF-Stufen. Werden mehrere Stufen geregelt, so erzielt man eine hohe Regelsteilheit und benötigt bei der Rückwärtsregelung nur relativ kleine Regelleistungen. Um die maximale Empfindlichkeit des Supers auszunutzen, soll die Regelung erst nach Überschreiten eines »Schwellwertes« der Eingangsspannung einsetzen. Dieses Verhalten wird als »verzögerte Schwundregelung« bezeichnet (nicht zeitlich zu verstehen!). Zeitlich muß die Regelung sogar sehr flink, d. h. unverzögert sein, damit sie auch schnelle Eingangsspannungsschwankungen, z. B. bedingt durch schnelle Flugfiguren, ausgleichen kann.

Der Super der Anlage *Fajtoprop* (Bild 4.70) ist auf möglichst geringen Schaltungsaufwand ausgelegt worden. Es wird nur die erste ZF-Stufe geregelt und auf Gegenkopplung durch Emitterwiderstände bei den ZF-Transistoren verzichtet. Dem Autor ist nicht bekannt, ob sich diese Maßnahmen in der Praxis bewährt haben.

Unter Beachtung der diskutierten Probleme und ihrer Lösungsmöglichkeiten ist der Super nach Bild 4.71 entworfen worden. Der Super soll bei minimalem Schaltungsaufwand allen Anforderungen der Modellfernsteuerung genügen. Die Antenne von genau 90 cm Länge arbeitet auf den als zweikreisiges Filter ausgelegten Eingangskreis. Misch- und Oszillatortransistor haben den gemeinsamen Emitterwiderstand R_2. Um eine maximale Mischverstärkung zu erzielen, sollte der Arbeitspunkt von T_1 durch genaues Einmessen von R_2 optimal eingestellt werden. Der angegebene Wert ist nur ein Richtwert.

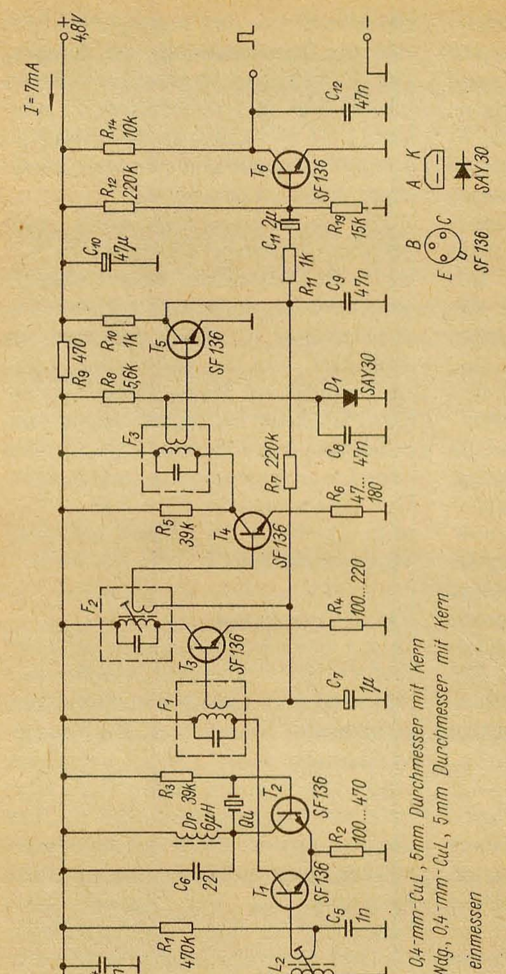
Der ZF-Verstärker ist als zweistufiger geregelter hochselektiver Verstärker ausgelegt. Im Musteraufbau sind die Subminiaturfilter (gelber Punkt) vom Taschenempfänger *Mikki* verwendet worden. Es eignen sich aber prinzipiell alle ZF-Miniaturfilter von Transistortaschenempfängern für die Bestückung. Die Platine ist in der Weise ausgelegt, daß auch größere Filtertypen verwendet werden können. Mit den Filtern vom *Stern Berolina* wird sogar eine höhere ZF-Verstärkung erreicht. Da die Emitterwiderstände R_4 und R_6 von T_3 und T_4 wechselstrommäßig nicht überbrückt sind, wirken sie als Gegenkopplung. Um eine maximale ZF-Verstärkung zu erzielen, sollten auch sie eingemessen werden. Das RC-Glied R_9, C_2 setzt für den ZF-Verstärker mit Misch- und Oszillatorstufe die Betriebsspannung herab und entkoppelt gleichzeitig diese Stufen von den Impuls- und Dekoderstufen.

Der Transistor T_5 demoduliert die ZF und erzeugt auch die Regelspannung. Der Arbeitspunkt von T_5 wird durch den Spannungsteiler R_8, D_1 eingestellt. Dabei wirkt die Schleusenspannung der Diode gleichzeitig stabilisierend (ähnlich der Z-Diode) und begrenzt zu große ZF-Signale in unmittelbarer Sendernähe. Im Transistor T_5 wird das ZF-Signal an der Basis-Emitter-Diode gleichgerichtet und tritt am Kollektor verstärkt auf. Der nachgeschaltete Impulsverstärker mit T_6 verstärkt das auf diese Weise demodulierte ZF-Signal weiter. Der Kondensator C_9 leitet noch vorhandene ZF-Reste zur Masse ab. Gleichzeitig wird die am Kollektor von T_5 anliegende gleichgerichtete ZF-Spannung (Impulsfolge) durch das RC-Glied R_7, C_7 weiter geglättet und dem Transistor T_3 und T_4 als geregelte Basisvorspannung zugeführt. Bei hoher Empfangsfeldstärke verstärken die Misch- und ZF-Stufen maximal. Damit wird das Potential am Kollektor von T_5 negativer, und die Arbeitspunkte von T_3 und T_4 werden zu negativerem Potential hin verschoben, d. h., sie arbeiten im Bereich mit geringerer Verstärkerwirkung, denn es fließt ein geringerer Basisstrom. Durch diese automatische Vorspannungsregelung (AVR) erreicht man über weite Entfernungsbereiche das angestrebte Ziel, daß die Signalspannung am Ausgang des Empfängers annähernd konstant bleibt. Nur in unmittelbarer Sendernähe (< 1 m) kann es eventuell noch zu Übersteuerungen kommen (unregelmäßiges Arbeiten der Servos).

Der an die Demodulatorstufe angeschaltete Impulsverstärker ist ein normaler RC-Verstärker, dessen Arbeitspunkt mit R_{12}, R_{13} eingestellt wird. Der Kondensator C_{11} soll eventuell am Kollektor von T_6 auftretende kurze Störimpulse zur Masse kurzschließen. Das NF-Signal am Signalausgang (Impulsfolge) hat eine einwandfreie Kurvenform und steuert den Dekoder aus. Der Digitaldekoder nach Bild 3.40 ist zusammen mit dem Super auf einer Platine aufgebaut.

FM-ZF-Verstärker

In den Grundanforderungen Selektion und Verstärkung besteht zwischen dem AM- und dem FM-ZF-Verstärker kein prinzipieller Unterschied. Die Gesamtverstärkung beim FM-ZF-Verstärker wird auch von den beiden Eckwerten geringste Eingangsspannung U_{Emin} und der zur Aussteuerung des Impulsverstärkers erforderlichen Summenrichtspannung U_{R} des Ratiodetektors bestimmt. Die Summenrichtspannung U_{R} soll ebenfalls möglichst konstant und unabhängig von der Eingangsspannung U_{E} sein. Beim FM-ZF-Verstärker wird das durch eine hochwirksame Begrenzung erreicht. Bei der Frequenzmodulation ist die Amplitude der Trägerschwingung konstant. Tritt nun auf dem Übertragungsweg z. B. durch Störsignale eine Amplitudenmodulation des FM-Trägers ein, so wird sie im FM-ZF-Verstärker durch die Begrenzung unterdrückt. Je wirksamer die Begrenzung bereits bei kleinen Eingangssignalen ist, um so besser ist auch die AM-Unterdrückung und folglich


I = 7mA
+4,8V
−
C1 27
L1
C3 39
L2
C2 47μ
C4 47n
R1 470k
C5 1n
T1 SF136
C6 22
Dr 6μH
Qu
R3 39k
T2 SF136
R2 100...470
F1
C7 1μ
T3 SF136
F2
R4 100...220
R5 39k
T4 SF136
R6 47...180
R7 220k
F3
C8 47n
R8 5,6k
R9 470
D1 SAY30
T5 SF136
R10 1k
C9 47n
R11 1k
C11 2μ
C10 47μ
R12 220k
R13 15k
T6 SF136
R14 10k
C12 47n
B
E
C
SF136
A
K
SAY30
L1 = 12 Wdg., 0,4-mm-CuL, 5 mm Durchmesser mit Kern
L2 = (12+4) Wdg., 0,4-mm-CuL, 5 mm Durchmesser mit Kern
R2, R4, R6 einmessen
a)

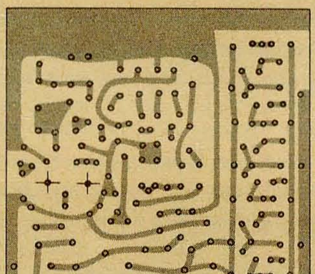


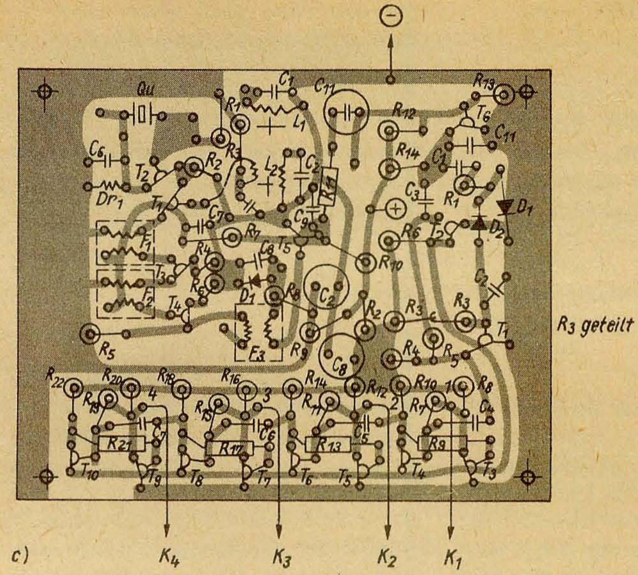
Bild 4.71
Fernsteuersuper für den Selbstbau (4 Kanäle); a – Stromlaufplan, b – Leiterplattenzeichnung, c – Bestückungsplan, d – Musteraufbau

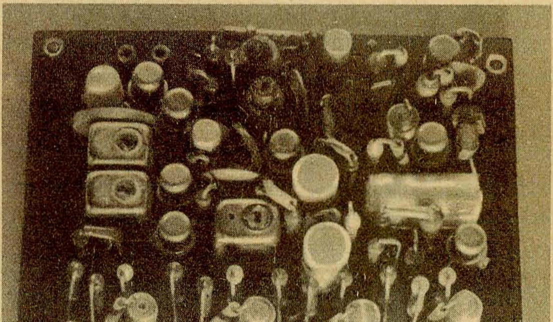
die Sicherheit gegen AM-Störsignale. Außer der durch Begrenzung erzielten Unterdrückung von AM-Störsignalen kann die Störfestigkeit der FM-Anlage noch durch die im folgenden beschriebene Eigenschaft der FM-Übertragung begründet werden: Das niederfrequente Störverhältnis s_{FM} bei FM berechnet sich nach

$$s_{FM} = \frac{a_{st}}{a_n} = \frac{A_{st}}{A_n} \cdot \frac{\omega_{NFst}}{H}, \qquad (70)$$

mit a_{st} – Störspannung, a_n – Nutzspannung, A_{st} – Störamplitude, A_n – Nutzamplitude, ω_{NFst} = Kreisfrequenz der Störspannung und H – Frequenzhub.

Aus der Formel kann man folgende Schlußfolgerungen ableiten:


⊖
Qu
C1
C11
R13
R1
L1
R12
T6
C6
R3
R2
L2
C2
R14
C11
T2
C3
Dr1
T1
C7
C9
R1
D1
R7
R6
T2
D2
F1
C8
T5
R4
T3
R10
R6
C2
C2
F2
T4
D1
R8
R2
R3
R3
T1
R3 geteilt
R5
F3
R9
C8
R4
R5
R22
R20
R18
R16
R14
R12
R10
R8
R19
4
R15
3
R11
2
R7
1
C4
C7
C6
C5
R21
R17
R13
R9
T10
T9
T8
T7
T6
T5
T4
T3
c)
K4
K3
K2
K1



Das Störverhältnis wird bei gegebenem hochfrequentem Stör-/Nutz-Verhältnis A_{st}/A_n um so besser (kleiner) sein, je größer der Hub (H) und je niedriger die Störfrequenz ω_{NFst} sind, bzw. je geringer der Frequenzabstand zwischen hochfrequenter Störfrequenz ω_{HFst} und Trägerfrequenz ω_{HFn} ist. Daraus kann ein maximales Störverhältnis s_{FMmax} abgeleitet werden, das sich aus der maximalen Bandbreite, die die Höhe der Störfrequenz begrenzt, und dem Maximalhub ergibt. Legt man für Schmalband-FM zur Modellfernsteuerung die bereits diskutierten Werte für $H = 5$ kHz und $B_{NF} = 3{,}5$ kHz zugrunde, so erhält man:

$$s_{\mathrm{FMmax}} = \frac{A_{\mathrm{st}}}{A_{\mathrm{n}}} \cdot \frac{3{,}5\,\mathrm{kHz}}{5\,\mathrm{kHz}} = \frac{A_{\mathrm{st}}}{A_{\mathrm{n}}} \cdot 0{,}7.$$

Das Störverhältnis kann sich unter den gegebenen Bedingungen nur auf den Faktor 0,7 verbessern. Daraus geht zweierlei hervor: Um die besonderen Vorzüge der Frequenzmodulation hinsichtlich Störsicherheit zu nutzen, sollte

1. die NF-Bandbreite weiter verringert werden (bedingt langsameres aber informationsdichteres Impulstelegramm!) und
2. der Hub nicht kleiner als $H = 5$ kHz sein.

Die 1975 erprobten FM-Anlagen mit einem Hub von $H = 1$ bis 2 kHz nutzen zur Erhöhung der Störsicherheit nur die Begrenzerwirkung zur AM-Unterdrückung. Der Hauptvorteil der Frequenzmodulation im Vergleich mit der Amplitudenmodulation besteht, wie die Berechnungen erkennen ließen, in der niederfrequenten Unterdrückung hochfrequenter Störsignale. Die Störunterdrückung ist um so besser, je höher man den Frequenzhub im Vergleich zur Nutzfrequenz machen kann. Die Vorzüge der FM können also im 27,12-MHz-Band kaum zum Tragen kommen. Im 433-MHz-Band ist dagegen mit 50 kHz je Kanal eine ausreichende Bandbreite vorhanden, um durch Anwendung höherer Frequenzhübe (Schmalband-FM arbeitet mit Hüben von $H = 2$ bis 10 kHz) das maximale Störverhältnis günstiger zu gestalten. Ein Zahlenbeispiel läßt das sehr deutlich erkennen. Ist das Signal-Geräusch-Verhältnis am Empfängereingang 5 : 1, so erhält man nach der Demodulation mit einem Modulationsindex

$$m_{\mathrm{F}} = \frac{H}{B_{\mathrm{NF}}} = \frac{17{,}5\,\mathrm{kHz}}{3{,}5\,\mathrm{kHz}}$$

eine Unterdrückung der Störamplitude auf den Wert 25 : 1. Dem entspricht eine Störunterdrückung allein durch die FM-Übertragung von 14 dB. Der Preis für diese beeindruckende Eigenschaft ist der um den Faktor 5 erhöhte Bandbreitebedarf im Vergleich zur Amplitudenmodulation. Bei Amplitudenmodulation gilt für das Störverhältnis s_{AM}:

$$s_{\mathrm{AM}} = \frac{a_{\mathrm{st}}}{a_{\mathrm{n}}} = \frac{A_{\mathrm{st}}}{m_{\mathrm{A}} \cdot A_{\mathrm{n}}}, \qquad (71)$$

mit m_{A} – Modulationsgrad.

Störspannungen wirken sich bei Amplitudenmodulation also um so weniger aus, je höher der Modulationsgrad m_{A} ist. Bei Fernsteueranlagen beträgt m_{A} ohnehin 100 %, so daß von dieser Seite keine Verbesserung mehr möglich ist. Gleichung (71) läßt aber auch erkennen, daß eine Erhöhung der HF-Bandbreite bei Amplitudenmodulation keine Verbesserung des Stör-/Nutzton-Verhältnisses bewirkt. Praktisch gesehen, würde es sogar eine Verschlechterung bringen, da in einen breiten Durchlaßbereich mehr »Störer« hineinfallen als in einen schmalen. Die Tendenz der AM-Anlagen zur extremen Schmalbandigkeit ist also nicht nur in der maximalen Bandauslastung des 27,12-MHz-Bandes, sondern auch in der damit praktisch verbesserten Störfestigkeit des Empfängers begründet.

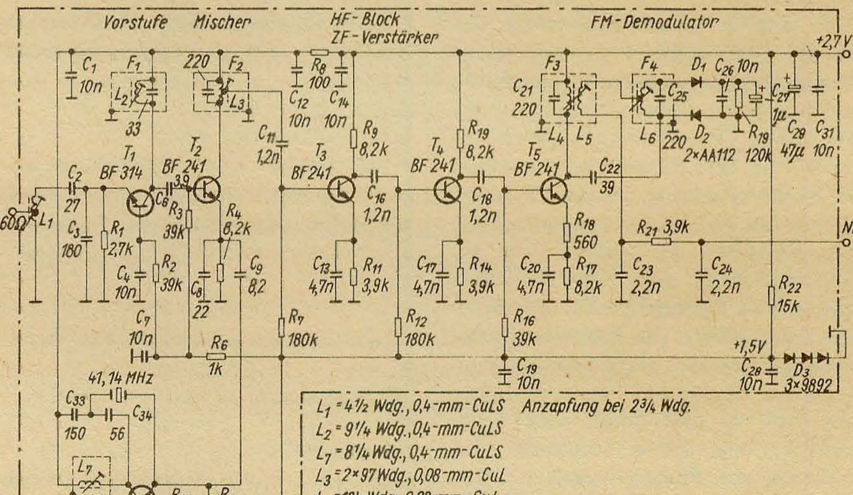
Damit ist auch klar, warum gerade die FM-Übertragung besondere Vorteile hinsichtlich Störsicherheit bietet.

Der erste Unterschied des FM-ZF-Verstärkers zum AM-ZF-Verstärker besteht im Wegfall der Regelung. Der zweite Unterschied ist in der Bandbreite zu sehen. Beim Rundfunkempfänger hat der FM-ZF-Verstärker wegen des großen Frequenzhubes eine Bandbreite von $B_{\mathrm{ZF}} = 150$ kHz. Bei Schmalband-FM wird diese Bandbreite nicht benötigt, außerdem läßt die Bandeinteilung (Tabelle 2.2., S. 20) des 27,12-MHz-Bandes eine maximale Bandbreite von $B_{ZF} = 15$ kHz, zukünftig 8 kHz, zu. Damit ist ein weiterer wichtiger Kennwert gegeben, der bei der Auslegung des FM-ZF-Verstärkers beachtet werden muß.

Den Abschluß des FM-ZF-Verstärkers bildet wieder der Demodulator. Im Unterschied zum AM-Demodulator sind für die FM-Demodulation zahlreiche Schaltungsvarianten entwickelt worden. Gemeinsam ist ihnen allen, daß die FM-ZF zunächst in eine AM-ZF umgewandelt wird, die dann in der bekannten Weise demoduliert werden kann. Die FM wandelt man mit Hilfe von Schwingkreisen in eine AM um, bei denen die Amplitude der Wechselspannung von der Frequenz abhängt. Entscheidend für die Qualität eines FM-ZF-Demodulators ist der lineare Zusammenhang zwischen Amplitude, Phase und Frequenz. Nur bei linearer Abhängigkeit der Amplitude von der Frequenz hat die NF den gewünschten geringen Klirrfaktor.

Die Lösung der mit der Schmalband-FM verbundenen Probleme sei am Beispiel eines konventionell aufgebauten FM-Supers für Personenrufzwecke (aus [39]) erläutert. Der Super nach Bild 4.72 ist für Schmalband-FM auf 40,68 MHz ausgelegt. Wegen der konventionellen Bauweise eignet sich diese Schaltung sehr gut zum Nachbau bzw. für Experimente zur Modellfernsteuerung. Die Umdimensionierung der Schwingkreise von F_1 sowie L_7, C_{33} und C_{34} auf 27,12 MHz ist für den Amateur ohne Schwierigkeiten durchzuführen. Der Super arbeitet mit einem Hub von $H = 5$ kHz, einer ZF von 460 kHz und einer NF-Bandbreite von $B_{NF} = 3$ kHz. Unter Zugrundelegung des 20-kHz-Rasters im 27,12-MHz-Band läßt sich dieser Super durchaus zur Fernsteuerung von Mo-

Bild 4.72
Super für Schmalband-FM in konventioneller Bauweise (aus [39])


Vorstufe
Mischer
HF-Block
ZF-Verstärker
FM-Demodulator
Oszillator
+2,7 V
+1,5 V
NF
60Ω
41,14 MHz
T1 BF 314
T2 BF 241
T3 BF241
T4 BF 241
T5 BF 241
T6 BF314
D1
D2 2×AA112
D3 3×SY...
L1 = 4½ Wdg., 0,4-mm-CuLS Anzapfung bei 2¾ Wdg.
L2 = 9¼ Wdg., 0,4-mm-CuLS
L7 = 8¼ Wdg., 0,4-mm-CuLS
L3 = 2×97 Wdg., 0,08-mm-CuL
L4 = 194 Wdg., 0,08-mm-CuL
L5 = 100 Wdg., 0,08-mm-CuL
L6 = 2×97 Wdg., 0,08-mm-CuL - bifilar

dellen verwenden. Der Super hat mit T_1 in Basisschaltung eine HF-Vorstufe, die das Signal-/Rausch-Verhältnis verbessert und das HF-Signal verstärkt. Der Oszillator mit T_6 arbeitet in *Colpitts*-Schaltung und ist quarzstabilisiert. In der Mischstufe mit T_2 wird die ZF = 460 kHz erzeugt und vom Filter F_2 selektiert. Im Interesse eines kleinen gedrängten Aufbaus ist der ZF-Verstärker als dreistufiger *RC*-Verstärker ausgeführt. Die Nahselektion übernimmt der Ratiodetektor mit F_3 und F_4. Die Basisvorspannung aller Empfängervorstufen wird mit der Reihenschaltung von drei Dioden D_3 stabilisiert. Der Empfänger hat dank dieser Maßnahme über einen weiten Bereich der Betriebsspannung (2 bis 5 V) definiert gute Verstärkereigenschaften. Das Kernstück des Ratiodetektors ist ein zweiteiliges Bandfilter F_3 und F_4. Die Spulen L_4 und L_5 bilden einen Transformator, bei dem Primär- und Sekundärspannung eine Phasenverschiebung von 180° haben. Die Spule L_6 erhält einen Mittelabgriff des Bezugspunktes für die in zwei gleiche Teile geteilte Sekundärspannung. Gerät der Schwingkreis L_6, C_{25} durch Frequenzänderung außer Resonanz, so bleibt zwar die Summe der Amplituden der beiden Teilspannungen gleich, sie ändert aber ihre Phasenlage gegenüber der Primärspannung. Da die NF-Information bei FM in der Frequenzänderung enthalten ist, entsteht nun ein Zusammenhang zwischen NF-Information und Phasenlage der Spannungen. Man addiert die Primärspannung phasenrichtig über den Koppelkondensator C_{22} mit den beiden Teilspannungen von L_6 und erhält eine Summenspannung, deren Amplitude eine Funktion des Phasenwinkels ist. Die Gleichrichtung und damit die Demodulation erfolgt durch die beiden Dioden D_1 und D_2. Für den Fall, daß der Sekundärkreis von F_4 in Resonanz ist, sind die Teilspannungen gleich groß, damit auch die Diodenströme, und die Spannung U_{NF} wird Null. Gerät der Sekundärkreis durch eine Frequenzänderung außer Resonanz, so werden die Teilspannungen und damit auch die Diodenströme ungleich groß, am Ausgang tritt die Spannung U_{NF} auf.

Die beiden Kondensatoren C_{26} und C_{27} haben die Aufgabe, eventuell vorhandene AM-Reste zu unterdrücken, also die Begrenzerfunktion des ZF-Verstärkers zu unterstützen. Die Summe der Amplituden der beiden Sekundärteilspannungen bleibt bei einer Frequenzänderung konstant. Demzufolge ist die über C_{26}, C_{27} liegende Spannung ebenfalls konstant. Diese Spannung ändert sich nur, wenn eine Amplitudenänderung der Wechselspannung eintritt, die dann den Ladevorgang bei C_{26}, C_{27} auslöst. Die Energie für die Ladevorgänge würde aber dem Schwingkreis L_6, C_{25} entzogen, der damit bedämpft wird. Diese scheinbare Dämpfung tritt bei Vergrößerung der Amplitude der Sekundärspannung ein und wirkt ihr folglich entgegen. Beim Absinken der Amplitude tritt die entgegengesetzte Wirkung ein, so daß durch diese Vorgänge die gewünschte AM-Unterdrückung verwirklicht wird.

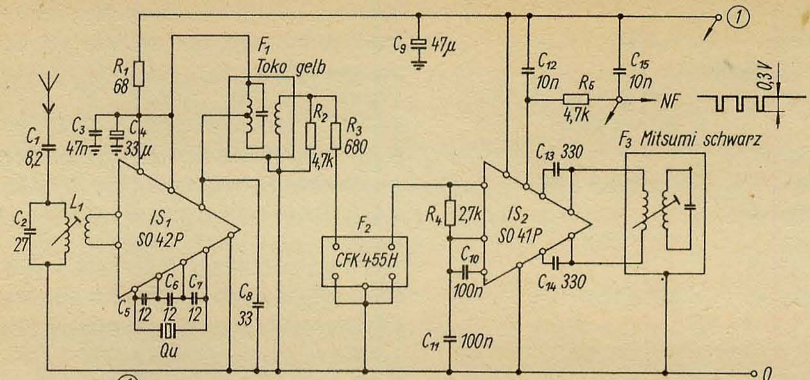
Mit diesem Empfängerkonzept lassen sich recht gute Kennwerte erreichen. Für den Empfänger nach Bild 4.72 werden folgende Daten angegeben:

Abmessungen:	18 mm × 15 mm × 64 mm,
Empfindlichkeit:	2 μV an 60 Ω bei 20 dB Signal-/Rausch-Abstand,

Begrenzungseinsatz: 1 μV
NF-Ausgangsspannung: 200 mV an 20 kΩ bei $H = 5$ kHz,
NF-Bandbreite: 0,1 bis 3 kHz,
HF-Bandbreite: 11,5 kHz,
Zwischenfrequenz: 460 kHz.

Durch Anwendung moderner Integrierter Schaltkreise für HF-Empfangsteil, Impulsverstärkung und -auswertung läßt sich der schaltungstechnische Aufwand selbst für einen Schmalband-FM-Super zur Fernsteuerung von Modellen sehr klein halten. Bei dem Super nach Bild 4.73 wird in der Mischstufe der vollintegrierte Ringmischer *SO 42 P* verwendet, der gleichzeitig mit internem quarzstabilisiertem Oszillator arbeitet. Die Eingangssignale werden am Ausgang unterdrückt. Das keramische Filter *CFK 455 H* übernimmt die ZF-Selektion. Der Ausgang der Mischstufe wird durch das konventionelle *LC*-Filter F_1 an das keramische Filter F_2 angepaßt. Durch diese Lasttransformation wird der Super sehr empfindlich ($\approx 2\,\mu$V) und rauscht so wenig, daß die Servos bei Senderausfall nicht zucken. Das keramische Filter hat eine sehr hohe Nebenwellendämpfung von etwa 80 dB. Damit ist eine hervorragende ZF-Selektion erreicht und empfängerseitig die Bandbreite von $B_{\mathrm{HF}} < 8$ kHz gewährleistet. Hinzu kommt, daß der *SO 42 P* hervorragende Kreuzmodulationseigenschaften hat, so daß Spannungen außerhalb des Bandes wirkungslos bleiben. Im Eingang genügt daher auch ein Einzelkreis. Ein Filter im Eingang würde die Empfindlichkeit verringern und die Kreuzmodulationseigenschaften nicht verbessern. Zur ZF-Verstärkung und Demodulation wird der IS *SO 41 P* mit nachgeschaltetem Diskriminator verwendet. Der *SO 41 P* enthält einen symmetrischen sechsstufigen Verstärker mit symmetrischem Koinzidenzdemodulator zur Verstärkung, Begrenzung und Demodulation frequenzmodulierter Signale. Diese FM-Superschaltung hat außer ihrer Einfachheit noch weitere für die Modellfernsteuerung sehr günstige Eigenschaften, wie die Einhaltung der geforderten Bandbreite von 8 kHz durch das keramische Filter, den geringen Stromverbrauch und die Unempfindlichkeit gegen Speisespannungsschwankungen. Für den gesamten Empfangsteil ist daher auch keine Spannungsstabilisierung vorgesehen. Diese Schaltung ist bereits 1972 in den *Siemens*-Schaltbeispielen als UKW-Radio-Empfangsteil veröffentlicht worden. Zur Impulsverstärkung wird der Operationsverstärker *TCA 315* verwendet. Der Operationsverstärker arbeitet wie ein Komparator, der durch die Rückkopplung über R_{10}, C_{18} eine leichte Triggerwirkung aufweist. Die Taktimpulse (clock) für das 6-Bit-Schieberegister mit dem IS *74 C 167* werden am Ausgang des Operationsverstärkers direkt abgegriffen. Den Rückstellimpuls (serial) für das Schieberegister erzeugt T_1 durch Integration der Taktimpulse an C_{19}. Der gesamte Empfangsteil arbeitet sehr zuverlässig auch bei sinkender Betriebsspannung. Eine Spannungsstabilisierung ist aus diesem Grund nicht vorgesehen. Transistor T_2 hat lediglich die Aufgabe, kurzzeitige Lastschwankungen auszugleichen.

Richtig kommen die besonderen Vorzüge der FM- oder auch der Schmalband-FM-Übertragung erst zum Tragen, wenn mindestens 15 kHz HF-Bandbreite zur Verfügung stehen. Die-


F1 Toko gelb
C9 47µ
①
C1 8,2
C2 27
L1
R1 68
C3 47n
C4 33µ
IS1 S0 42P
C5 12
C6 12
C7 12
Qu
C8 33
R2 4,7k
R3 680
F2 CFK 455H
R4 2,7k
C10 100n
C11 100n
IS2 S0 41P
C12 10n
C15 10n
R5 4,7k
NF
0,3V
C13 330
C14 330
F3 Mitsumi schwarz
0

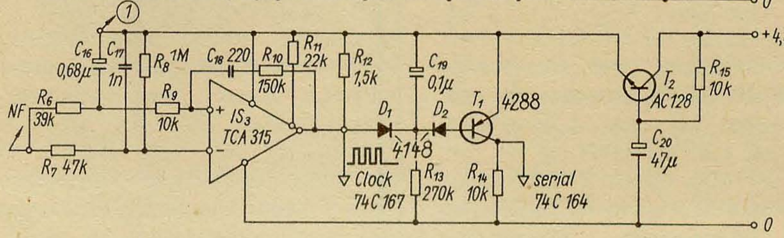

①
C16 0,68µ
C17 1n
R8 1M
C18 220
R10 150k
R11 22k
R12 1,5k
C19 0,1µ
+4,8V
NF
R6 39k
R9 10k
IS3 TCA 315
R7 47k
D1
D2
4148
T1 4288
T2 AC128
R15 10k
Clock 74C 167
R13 270k
R14 10k
serial 74C 164
C20 47µ
0

Bild 4.73
FM-Super in IS-Technik für die Modellfernsteuerung (oben)

Bild 4.74
Miniatursuper für 433 MHz (aus [39]) (unten)

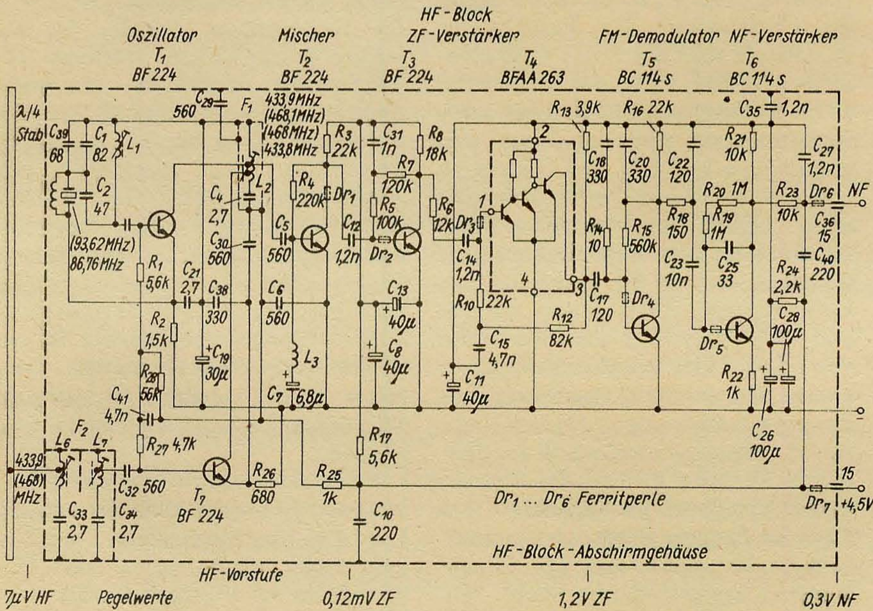

Oszillator T1 BF 224
Mischer T2 BF 224
HF-Block ZF-Verstärker T3 BF 224
T4 BFAA 263
FM-Demodulator T5 BC 114 s
NF-Verstärker T6 BC 114 s
λ/4 Stab
C39 68
C1 82
L1
C2 47
(93,62 MHz) 86,76 MHz
560
C29
F1
433,9 MHz (468,1 MHz) (468 MHz) 433,8 MHz
L2
C4 2,7
C30 560
C21 2,7
C38 330
C19 30µ
R1 5,6k
R2 1,5k
R28 56k
C41 4,7n
R27 4,7k
R3 22k
R4 220k
Dr1
C5 560
C6 560
L3
C7 6,8µ
C12 1,2n
C31 1n
R7 120k
R5 100k
Dr2
R8 18k
R6 12k
C13 40µ
C8 40µ
Dr3
C14 1,2n
R10 22k
C15 4,7n
C11 40µ
R12 82k
1 2 3 4
R13 3,9k
C18 330
R14 10
C17 120
R16 22k
C20 330
R15 560k
Dr4
C22 120
R18 150
C23 10n
R20 1M
R19 1M
C25 33
Dr5
C35 1,2n
R21 10k
C27 1,2n
R23 10k
Dr6
NF
C36 15
C40 220
R24 2,2k
C28 100µ
R22 1k
C26 100µ
433,9 (468) MHz
L6 F2 L7
C33 2,7
C34 2,7
C32 560
T7 BF 224
R26 680
R25 1k
R17 5,6k
C10 220
Dr1 ... Dr6 Ferritperle
Dr7
15
+4,5V
HF-Block-Abschirmgehäuse
HF-Vorstufe
7µV HF
Pegelwerte
0,12mV ZF
1,2V ZF
0,3V NF

Tabelle 4.2. Kanalaufteilung des 433-MHz-Fernsteuerbandes

MHz	Kanal-Nr.	Kennfarbe
433,053 MHz		
	66	
433,15	67	sw
	68	
	69	
433,30	70	sw/br
	71	
	72	
433,45	73	br
	74	
	75	
433,60	76	br/rt
	77	
	78	
433,75	79	rt
	80	
	81	
433,90	82	rt/or
	83	
	84	
434,05	85	or
	86	
	87	
434,20	88	or/gb
	89	
	90	
434,35	91	gb
	92	
	93	
434,50	94	gb/gn
	95	
	96	
434,65	97	gn
	98	
	99	
434,787 MHz		

se Bedingung ist im 433-MHz-Band erfüllt, so daß es besonders im Interesse der Störsicherheit, aber auch aus Gründen der extremen Bandüberbelegung im 27,12-MHz-Band erfolgversprechend ist, hochwertige Empfänger für 433 MHz zu entwickeln. Daß diese Entwicklungen für den Sektor der Modellfernsteuerung noch ganz in den Anfängen stecken, zeigt die Tatsache, daß zum Zeitpunkt der Manuskripterarbeitung nur eine Schweizer UHF-AM-Anlage bekannt war.

Dem Amateur bleibt für eigene Entwicklungen also nur der bewährte Weg, erprobte Schaltungen von Funksprechanlagen (468 MHz) oder von Amateurfunkanlagen (430 bis 440 MHz) für seine speziellen Zwecke anzuwenden. Das 433-MHz-Band ist im 50-kHz-Raster in 34 Kanäle eingeteilt. Es bietet damit für den Betrieb von FM-Anlagen bezüglich der Bandbreite ideale Bedingungen. Für die Fernsteuerung im 433-MHz-Band gibt es ähnlich wie im 27,12-MHz-Band elf Vorzugskanäle (Tabelle 4.2.).

Selbst wenn mit $B_{\mathrm{NF}} = 5$ kHz und $H = 5$ kHz, also einer HF-Bandbreite von $B_{\mathrm{HF}} \approx 20$ kHz, zur Erzielung einer guten Übertragungsqualität (Modulationsgrad und Klirrfaktor) gerechnet wird, bleibt noch ein Sicherheitsabstand von 30 kHz. Damit sind Bedingungen gegeben, von denen im 27,12-MHz-Band schon lange nicht mehr die Rede sein kann. Bei Belegung der elf Vorzugskanäle erhöht sich der Sicherheitsabstand sogar auf 130 kHz.

Daß auch im UHF-Bereich kleine Empfängeraufbauten möglich sind, sei an zwei Beispielen, die nach unterschiedlichen Schaltungskonzeptionen ausgelegt worden sind, erläutert.

Der Empfänger nach Bild 4.74 hat die Abmessungen 17 mm × 19 mm × 95 mm und ist für 468 MHz als Personenrufempfänger ausgelegt. Um einen kleinen Empfängeraufbau zu erhalten, wird die Empfangsfrequenz auf eine tiefe Zwischenfrequenz (100 kHz) umgesetzt und die Zwischenfrequenz in einem *RC*-Verstärker ohne Selektion verstärkt. Wegen der niedrigen ZF ist zur Erhöhung der Spiegelfrequenzfestigkeit ein Zweikreisfilter F_1 in den Eingang geschaltet. Die HF-Vorstufe mit T_7 verstärkt das Signal um etwa 10 dB und verbessert das Signal-/Rausch-Verhältnis. Der quarzstabilisierte Oszillator mit T_1 schwingt mit 93,62 MHz, für 433,9 MHz mit 86,76 MHz, auf einem Fünftel der Mischfrequenz. Das Filter F_1 ist auf die vierte Oberwelle der Oszillatorfrequenz abgestimmt. Empfangsfrequenz und fünfte Harmonische der Oszillatorfrequenz treten im Filter F_1 auf, das als gemeinsamer Kollektorarbeitswiderstand von Oszillator und HF-Vorstufe geschaltet ist. Die eigentliche Mischung erfolgt an der Basis-Emitter-Strecke von T_2. L_3 und C_7 stellen für die Mischung den erforderlichen ZF-Kurzschluß her. Das ZF-Signal wird im zweistufigen *RC*-Verstärker mit T_3 und T_4 hoch verstärkt. Eine gewisse Selektion entsteht durch den Frequenzgang des *RC*-Verstärkers. Der Demodulator arbeitet nach dem Prinzip des Zähldiskriminators. Wegen der fehlenden Selektionsglieder und der niedrigen ZF weist der Empfänger nur eine geringe Spiegelfrequenzfestigkeit auf. Er hat also zwei Empfangsstellen, die um 200 kHz auseinander liegen. Trotz dieser Eigenschaften bietet die Schaltung für den Amateur interessante Details, die für seine Experimente im 433-MHz-Band gute Anregungen sein können.

Wesentlich günstigere Empfangsergebnisse erzielt man mit dem Empfängerkonzept nach Bild 4.75. Dieser Empfänger ist Bestandteil einer Personenrufanlage (Frequenzangaben für das Fernsteuerband) und zeichnet sich bei geringem Aufwand durch gute Kennwerte für Nah- und Spiegelselektion aus. Die Spiegelfrequenzfestigkeit wird vor allem durch Anwendung des Doppelsuperprinzips mit hoher erster ZF (20 MHz) und niedriger zweiter ZF (455 kHz) erreicht. Der Schwingkreis L_1, C_1 paßt die Antenne an den Basiskreis der HF-Eingangsstufe mit T_1 an. Die HF-Eingangsstufe hat ein dreikreisiges Filter im Ausgang und erreicht damit gute HF-Selektionswerte. Die Mischung für die erste ZF mit etwa 20 MHz findet an der Basis von T_2 statt. Der Oszillator mit T_5 ist quarzstabilisiert. Mit diesem Oszillator werden zwei Frequenzen für die Mischung erzeugt, um mit möglichst geringem Schaltungsaufwand auszukommen. Durch den Schwingkreis L_9, C_{21} wird die achte Oberwelle der Oszillatorschwingung ausgesiebt und über C_{20} der ersten Mischstufe (Basis von T_2) zugeführt. Zur Mischung für die erste ZF nutzt man die dritte Harmonische dieser ausgesiebten Schwingung, also die 24. Oberwelle (3 · 8) der Oszillatorschwingung. Die erste ZF liegt mit etwa 20 MHz so hoch, daß eine gute Spiegelfrequenzfestigkeit gewährleistet ist. Mit dem kapazitiv gekoppelten Zweikreisfilter wird die erste ZF selektiert und der zweiten Mischstufe mit T_3 zugeführt. Zur Mischung auf die zweite ZF von 455 kHz verwendet man die Grundschwingung des Oszillators. Sie wird über C_{27} gemeinsam mit der ersten ZF in die Basis von T_3 eingespeist. Das keramische Filter im Ausgangskreis der zweiten Mischstufe sorgt für eine hohe Selektion. Konzentrierte Selektion im Eingang und hohe Verstärkung durch den IS *SC 1482* sind die besonderen Kennzeichen des ZF-Verstärkers für 455 kHz. Das hochverstärkte ZF-Signal durchläuft den Begrenzer mit T_4 und wird mit dem kon-

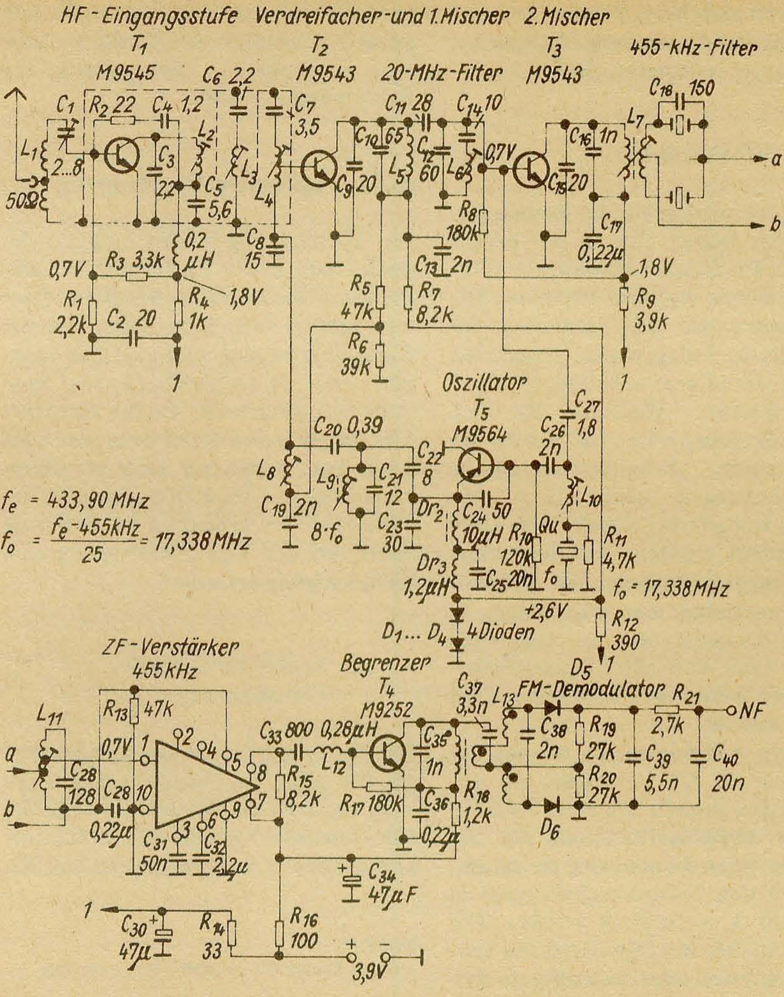

HF-Eingangsstufe
Verdreifacher- und 1. Mischer
2. Mischer
T_1
M9545
T_2
M9543
T_3
M9543
20-MHz-Filter
455-kHz-Filter
C_1
R_2 22
C_4 1,2
C_6 2,2
C_7 3,5
C_{11} 28
C_{14} 10
C_{18} 150
L_1
2...8
50Ω
C_3 22
L_2
L_3
L_4
C_5 5,6
0,2 µH
C_8 15
C_9 20
C_{10} 65
L_5
C_{12} 60
L_6
0,7V
R_8 180k
C_{13} 2n
C_{15} 20
C_{16} 1n
L_7
C_{17} 0,22µ
1,8V
R_9 3,9k
a
b
0,7V
R_3 3,3k
R_1 2,2k
C_2 20
R_4 1k
1,8V
1
R_5 47k
R_7 8,2k
R_6 39k
1
Oszillator
T_5
M9564
C_{20} 0,39
C_{22} 8
C_{26} 2n
C_{27} 1,8
L_8
C_{19} 2n
L_9
8·f_o
C_{21} 12
C_{23} 30
Dr_2
C_{24} 50
10µH
R_{10} 120k
Qu
f_o
L_{10}
R_{11} 4,7k
Dr_3 1,2µH
C_{25} 20n
f_o = 17,338 MHz
+2,6V
f_e = 433,90 MHz
$f_o = \frac{f_e - 455\,kHz}{25} = 17{,}338\,MHz$
$D_1 \ldots D_4$
4 Dioden
R_{12} 390
D_5
1
ZF-Verstärker
455 kHz
Begrenzer
T_4
M9252
C_{37} 3,3n
L_{13}
FM-Demodulator
R_{21}
NF
L_{11}
R_{13} 47k
0,7V
1
2
4
5
8
7
9
6
3
10
C_{28} 128
C_{29}
0,22µ
C_{31} 50n
C_{32} 2,2µ
C_{33} 800
0,28µH
L_{12}
R_{15} 8,2k
R_{17} 180k
C_{35} 1n
C_{36} 0,22µ
R_{18} 1,2k
C_{38} 2n
R_{19} 27k
R_{20} 27k
2,7k
C_{39} 5,5n
C_{40} 20n
D_6
C_{34} 47µF
C_{30} 47µ
R_{14} 33
R_{16} 100
3,9V

Bild 4.75
Super für 433/468 MHz und Schmalband-FM mit IS *SC 1482* (aus [39])

ventionellen Ratiodetektor demoduliert. Wegen seiner einfachen und eleganten schaltungstechnischen Lösung und der damit erzielten guten Kennwerte ist diese Schaltung für eigene Experimente des Amateurs besonders geeignet. Folgende Werte werden angegeben:

Hub: 5 kHz,
Selektion: 50 dB für ± 25 kHz,
Spiegelselektion: 40 dB,
Empfindlichkeit: 0,5 µV für 20 dB Signal-/Rausch-Abstand.

Anregungen zur Weiterentwicklung der FM-Super können also durchaus aus dem Bereich der UKW-Rundfunkempfänger und kommerzieller UHF-Empfänger kommen, da dort die FM-Technik schon sehr weit entwickelt ist. Wesentliche Schaltungsvereinfachungen lassen sich beim FM-Super durch konsequente Anwendung Integrierter Schaltkreise realisieren (Bild 4.73).

4.2.2.5. NF-Verstärker

Die NF-Verstärker für die Fernsteuerempfänger lassen sich in die beiden Gruppen für frequenzkodierte und für digitalkodierte Anlagen einteilen. Die Schaltungen der NF-Verstärker für NF-kodierte Anlagen sind zusammen mit den Empfängerschaltungen abgebildet worden. Allgemein hat sich der direktgekoppelte NF-Verstärker durchgesetzt. Schaltungstechnische Vereinfachungen sind durch den Einsatz Integrierter Schaltkreise (Bild 4.56) erzielt worden. Auf besondere Begrenzungsmaßnahmen im NF-Verstärker verzichtet man in der Regel, da die NF-Dekoderstufe so eingestellt werden kann, daß selbst in unmittelbarer Sendernähe kein Übersprechen der Kanäle eintritt.

Andere Anforderungen werden dagegen an die NF-Verstärker für Digitalanlagen gestellt. Da diese Verstärker der Impulsaufbereitung für die Dekoderstufen dienen, sind sie zusammen mit den Dekoderschaltungen in Abschnitt 3. vorgestellt worden. Die NF-Verstärker der Digitalanlagen werden meist zwei- oder dreistufig als *RC*- oder direktgekoppelte, nichtgeregelte Impulsverstärker ausgeführt. Bemerkenswert ist der häufig in der ersten NF-Stufe zwischen Kollektor und Masse eingeschaltete Kondensator. Er hat die Aufgabe, kurze Störimpulse unschädlich zu machen. Daß er außerdem die Flanken der Kanalimpulse etwas verschleift, ist für die Funktion nicht nachteilig, da die folgenden Stufen hochgradig verstärken und impulsformend wirken. Durch die Anwendung Integrierter Schaltkreise zur Impulsaufbereitung (Bild 3.32) ergibt sich keine Änderung in der Funktion, aber eine wesentliche Verringerung des Schaltungsaufwands.

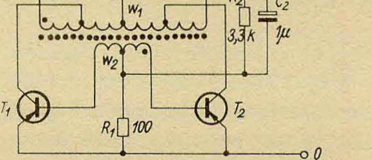
4.3. Induktive Übertragung

Zur Übertragung niederfrequenter Signale über kurze Entfernungen kann man auch die magnetischen Streufelder von Spulen ausnutzen. Diese Art der Signalübertragung wird z. B. zur Garagen- oder Hoftorfernbedienung vom Auto aus eingesetzt. Da die induktive Übertragung eine Reichweite von 5 bis 10 m hat, eignet sie sich zur Fernsteuerung von Modellen innerhalb der Wohnung. Zu bemerken ist, daß auch diese Art der Signalübertragung eine Genehmigung erfordert.

4.3.1. Sender für induktive Fernsteuerung

Die einfachste Schaltung eines Senders für die induktive Fernsteuerung erhält man bei 1-Kanal-Betrieb, da dann der NF-Generator gleich als induktiver Geber genutzt werden kann (Bild 4.76).

Bild 4.76
1-Kanal-Sender für induktive Fernsteuerung



Daten der Spule:
Rundspule: d_i = 10 mm Durchmesser, l = 9 mm,
auf Ferritstab 9,6 mm Durchmesser, l = 50 mm
Wicklungen: w_1 = 150 + 50 + 50 + 150 Wdg. 0,2-mm-CuL
w_2 = 10 + 10 Wdg. 0,2-mm-CuL

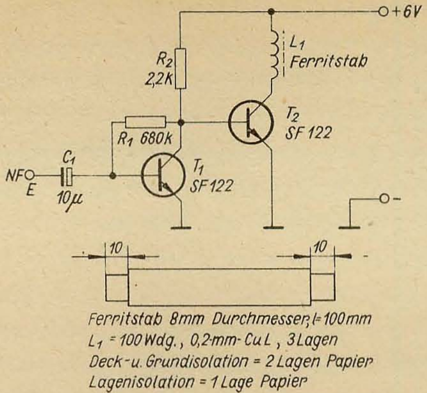

+6V
L₁
Ferritstab
R₂
2,2K
T₂
SF 122
R₁ 680k
C₁
NF
E
10µ
T₁
SF122
-
10
10
Ferritstab 8mm Durchmesser, l=100mm
L₁ = 100 Wdg., 0,2-mm-CuL, 3 Lagen
Deck- u. Grundisolation = 2 Lagen Papier
Lagenisolation = 1 Lage Papier

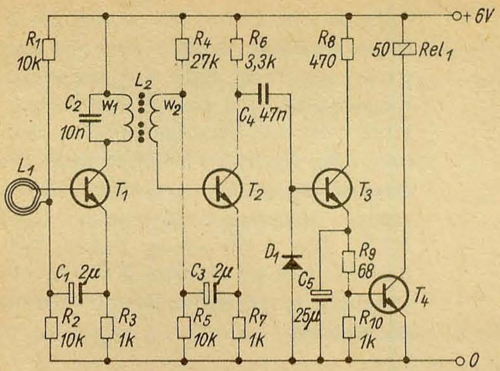
Bild 4.77
Senderendstufe für induktive Fernsteuerung

Der Sender ist ein Gegentaktsinusoszillator. Den frequenzbestimmenden Schwingkreis bildet die Primärspule mit C_1. Der Oszillator schwingt mit etwa 9 kHz. Durch die Änderung der Kapazität des Schwingkreiskondensators können auch andere NF-Frequenzen eingestellt werden. Für den Feinabgleich auf die gewünschte NF verschiebt man die Spule auf dem Ferritstab. Durch diese Maßnahme läßt sich die Induktivität stufenlos verändern. Damit der Schwingkreis durch die Transistoren möglichst wenig bedämpft wird, liegen die Kollektoren von T_1 und T_2 an Anzapfungen der Primärwicklung. Den Kern der Spule bildet ein Ferritstab, in dessen Umgebung beim Schwingen des Oszillators ein kräftiges Streufeld entsteht. Der Kondensator C_2 dient als Anschwinghilfe. Die Schaltung kann mit Spannungen von 6 bis 12 V betrieben werden. Die Stromaufnahme liegt zwischen 15 mA und 40 mA. Wird der Sender zur Fernsteuerung verwendet, so ist auf die Polarisation des Streufeldes zu achten. Um keine Richtungsabhängigkeit zu erhalten, sollte der Ferritstab senkrecht montiert bzw. der Sender in der Weise gehalten werden, daß der Ferritstab senkrecht steht. Für den Mehrkanalbetrieb muß man die Senderendstufe von der Signalgewinnung trennen. Die Endstufe arbeitet dann als direktgekoppelter Verstärker ähnlich einem Modulationsverstärker (Bild 4.77). Zur Ansteuerung dieser Senderstufe können prinzipiell alle in Abschnitt 3. vorgestellten Stufen verwendet werden.

4.3.2. Empfänger für induktive Fernsteuerung

Der Empfänger für die induktive Fernsteuerung besteht nur aus dem Aufnahmeorgan (Spule) für das magnetische Streufeld und einem hochempfindlichen NF-Verstärker. Der Empfänger nach Bild 4.78 ist speziell für den Sender nach Bild 4.76 ausgelegt. Er kann auch mit einem Ferritstab als Aufnahmespule betrieben werden. Schließt man an den NF-Verstärker die aus Abschnitt 3. bekannten Dekoderstufen an, so ist damit die komplette Mehrkanalfernsteuerung möglich. Problematisch wird bei dieser Übertragungsart die starke Empfindlichkeit des Empfängers gegen Fremdfelder und Brummeinstreuungen. Diese Störungen sind durch geeignete Selektionsmittel unwirksam zu machen. Daher eignen sich für diese Übertragungsart auch die NF-kodierten Schaltstufen (Tip-Anlage) am besten.

Wird der Empfänger für die Garagentorfernbedienung verwendet, so bilden drei Drahtwindungen von 1 m Durchmesser, die man im Erdboden vor dem Tor verlegt, die Aufnahmespule. Dazu dient ein dreiadriges Kabel, dessen Adern in Reihe geschaltet werden. Die erste Verstärkerstufe arbeitet aus den genannten Gründen als



Daten der Filterspule:
L_2 = Kern: 1 Satz Ferrit Schalenkerne 18 mm Durchmesser × 14 mm, A_L = 160
Wicklungen: w_1 = 420 Wdg., 0,15-mm-CuL
w_2 = 150 Wdg., 0,15-mm-CuL

Bild 4.78
Empfänger für induktive Fernsteuerung

Selektivverstärker. Der Schwingkreis L_2, C_2 ist auf die Resonanzfrequenz von 9 kHz abgestimmt. Durch entsprechende Umdimensionierung kann man ihn auch für andere Frequenzen auslegen. Soll ein Frequenzband für Mehrkanalfernsteuerung durchgelassen werden, muß man zur Vergrößerung der Bandbreite den Schwingkreis durch Parallelschalten eines Widerstands zusätzlich bedämpfen. Die verstärkte NF-Spannung läßt sich am Kondensator C_4 abgreifen. Für Niederfrequenzen in der Größenordnung 1,5 bis 3 kHz sollte man C_4 auf 5 μF vergrößern, denn dann können die bekannten Tonkreisschaltstufen angeschaltet werden. In der vorliegenden Form arbeitet die Verstärkerstufe mit T_3 und T_4 als Gleichstromverstärker.

Die NF wird durch die Diode D_1 gleichgerichtet. Die damit an der Basis von T_3 anliegende Richtspannung steuert T_3 durch. Vorhandene NF-Reste werden von C_5 zur Masse kurzgeschlossen. Die gesiebte Gleichspannung steuert die Relaisschaltstufe mit T_4 durch.

4.4. Licht-Übertragung

Die Kommandoübertragung zur Fernsteuerung von Modellen mit Licht ist bis heute ein noch wenig erschlossenes Gebiet, denkt man an die Vielfalt der HF-Fernsteueranlagen. Diese Tatsache liegt am physikalischen Verhalten des Lichtes. Es ist für den Amateur relativ schwierig, einen Lichtstrahl zu modulieren. Will man das Licht zur Signalübertragung mit vertretbarem Wirkungsgrad ausnutzen, muß es durch optische Mittel gebündelt werden. Damit wird die Ausbreitung sehr stark richtungsabhängig. Das Modell soll sich aber in alle Richtungen frei bewegen können. Demzufolge muß der Lichtempfänger eine Kugelcharakteristik haben. Die Bündelung des Lichtes läßt sich empfängerseitig nur bedingt anwenden, und das ist gleichbedeutend mit verringerter Reichweite. Darin sind auch die Hauptnachteile der Lichtfernsteuerung zu sehen. Mit vertretbarem Aufwand lassen sich nur Reichweiten bis zu 50 m erzielen.

Ein weiteres Problem besteht im Ausschalten von »Störsendern«. Als

Störsender wirken im Prinzip alle Lichtquellen, die Wechsellicht aussenden, z. B. Glüh- und Leuchtstofflampen, Insekten im Sonnenlicht oder vibrierende reflektierende Flächen wie Scheiben von Pkws oder Lkws. Glüh- und Leuchtstofflampen senden Wechsellicht mit einer Frequenz von 100 Hz aus. Die anderen Störquellen liegen im Frequenzbereich bis 100 Hz. Man wird also bestrebt sein, die Modulationsfrequenz möglichst hoch – über 100 Hz – zu legen. Das aber bringt dann wieder technische Probleme auf der Senderseite mit sich. Demzufolge bleibt nur noch die Möglichkeit, die Empfängerempfindlichkeit herabzusetzen und die Durchlaßfähigkeit durch eine entsprechende Bandbreiteauslegung auf die Signalfrequenzen zu beschneiden.

Damit sind zunächst einige Probleme der Lichtfernsteuerung angesprochen. Daß sie trotzdem für den experimentierfreudigen Amateur von besonderem Reiz ist, bleibt unbestritten. Wer also Freude an der Suche nach neuen Wegen hat, dem steht mit der Lichtfernsteuerung ein weites und sehr interessantes Experimentierfeld offen, das sich außerdem noch mit relativ geringem technischem und finanziellem Aufwand bearbeiten läßt. Anregungen für eigene Experimente kann man durchaus auch von den 1975 veröffentlichten Schaltungen zur »lautlosen« Infrarottonübertragung vom Fernsehgerät (6 Leuchtdioden als Lichtsender im Fernsehgerät) zum Kopfhöhrer erhalten. Zu bemerken ist aber, daß nach der *Landfunkordnung* vom 12. Februar 1974 auch Anlagen zur Nachrichtenübermittlung durch »Lichtwellen« genehmigungspflichtig sind. Bevor man also Experimente auf diesem Gebiet beginnt, muß genau wie bei der HF- oder Induktionsfernsteuerung die Genehmigung der für den Wohnort zuständigen Bezirksdirektion der *Deutschen Post* eingeholt werden.

Die Arbeiten zur Lichtfernsteuerung von Modellen sind bisher von nur wenigen experimentierfreudigen Amateuren betrieben worden, so daß auch relativ wenige Veröffentlichungen darüber existieren. Um den Interessenten an dieser Materie Anregungen zu eigenen Arbeiten zu geben, wird im folgenden die von *G. Müller-Vogt* (s. a. [55]) entwickelte Lichtfernsteuerung vorgestellt. Die Anlage arbeitet mit Wechsellicht, ist also in vielen Dingen mit einer Tip-Anlage verwandt. Mit modernen optoelektronischen Bauelementen kann mit geringem Aufwand eine funktionstüchtige Fernsteueranlage für den Nahbereich bis 50 m hergestellt werden.

4.4.1. Lichtsender

Bei der Auslegung einer Lichtfernsteuerung ist die Wahl des Strahlers im Sender z. Z. noch problematisch. Einerseits soll die spektrale Emission möglichst mit der spektralen Empfindlichkeit des Empfängers übereinstimmen (Bild 4.79) und andererseits die ausgesendete Strahlung leicht modulierbar sein. Bei den zur Verfügung stehenden Bauelementen sind zur Erfüllung dieser Forderungen Kompromisse zu schließen. In den beschriebenen Sender werden Glühlampen als Strahler verwendet. Das Maximum des Emissionsspektrums von Glühlampen liegt im Bereich des roten Lichtes bei 1 μm. Der große Vorteil der Glühlampen als Strahler ist ihr geringer Preis. Nachteile bestehen in der schlechten Modulierbarkeit der emittierten Strahlung. Bei 100 Hz wird ein Modulationsgrad von etwa 30 % erreicht, der mit steigender Frequenz weiter sinkt. Zur Erzielung großer Reichweiten ist aber

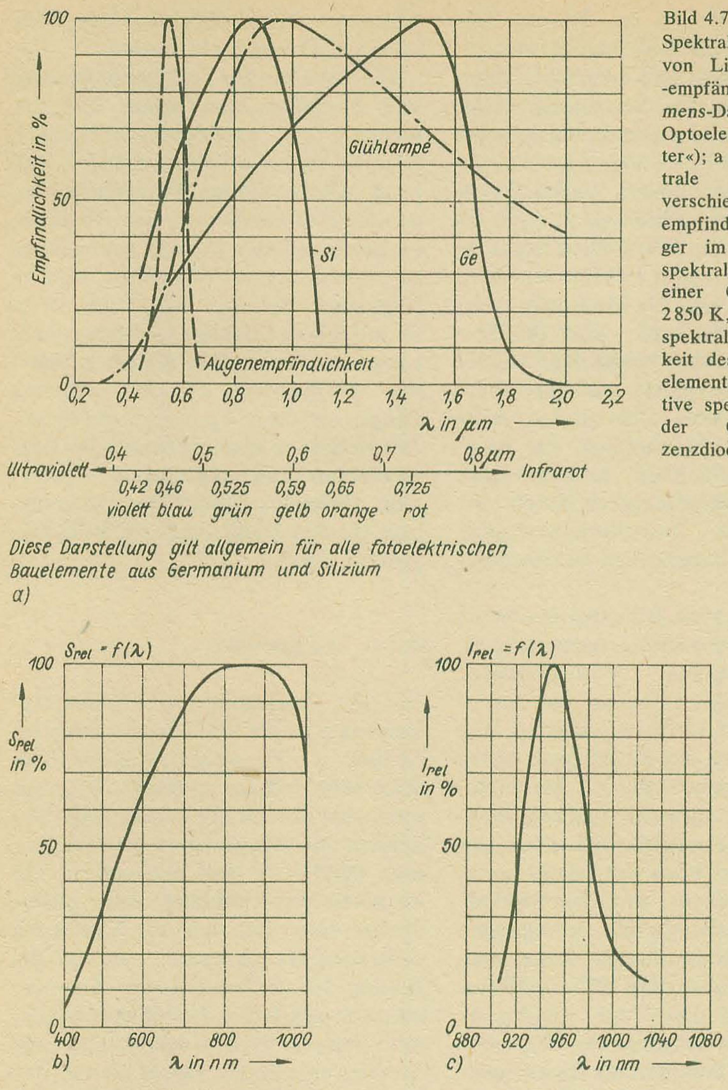
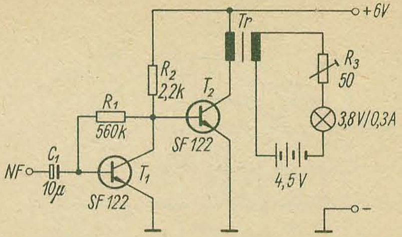


Bild 4.79
Spektrale Eigenschaften von Lichtsendern und -empfängern (aus: »*Siemens*-Datenbuch 1973/74 Optoelektronik Halbleiter«); a — relative spektrale Empfindlichkeit verschiedener lichtempfindlicher Empfänger im Vergleich zur spektralen Emission einer Glühlampe von 2850 K, b – relative spektrale Empfindlichkeit des Silizium-Fotoelements *TP 60*, c – relative spektrale Emission der Ga-AS-Lumineszenzdioden *CQY 17*

in Analogie zur HF-Übertragung möglichst eine 100%ige Modulation anzustreben. Bei dem beschriebenen Sender erreicht man 100%ige Modulation durch eine drehende Lochscheibe. Derartige mechanische Mittel stellen im Zeitalter der Elektronik allerdings nur einen mehr oder weniger glücklichen Behelf dar. Es wird daher auch eine Schaltungsvariante für die direkte Modulation des Lampenstroms angegeben, die aber die genannten Nachteile hat. Bedingt durch den geringen Modulationsgrad, ist daher mit erheblich verringerter Reichweite zu rechnen. Erfolgversprechend dürften Versuche mit Leuchtdioden sein. Leuchtdioden sind »rein« elektronische Bauelemente. Man kann die emittierte Strahlung einfach und 100%ig bis zu hohen Frequenzen über den Sperrstrom modulieren, da sie Schaltzeiten in der Größenordnung t_r, $t_f = 1\ \mu s$ haben. Damit wären die in Abschnitt 3. beschriebenen Kodierungsverfahren anwendbar. Nachteilig ist der geringe Wirkungsgrad der Leuchtdioden und ihre derzeit noch bescheidene Strahlungsleistung in Größenordnungen von $P_s = 10$ mW.

Der beschriebene Sender wird für Schaltbetrieb und maximal vier Kanäle ausgelegt. Damit kann man preiswerte Kleinglühlampen mit eingeschmolzener Sammellinse verwenden. Die kleinen Glühlampen emittieren trotz des ebenfalls sehr schlechten Wirkungsgrades von etwa 2 % immerhin eine noch wesentlich größere Lichtleistung als die Leuchtdioden. Die Linsenlampen für Taschenlampen bündeln den Lichtstrahl sehr gut, so daß dadurch die zusätzliche Optik eingespart und ein sehr kleiner Aufbau erreicht wird. Es werden die Exemplare ausgesucht, die Linsen mit möglichst kleinem Durchmesser (6 mm) haben und das Licht gut bündeln. Die Glühlampen vom Typ 3,8 V/0,3 A betreibt man mit einer Überspannung von 4,5 V, so daß sich dadurch die Lichtausbeute in Grenzen steigern läßt. Allerdings geht der Überspannungsbetrieb auf Kosten der Lebensdauer. Für niedrige Frequenzen bis 400 Hz kann man den Lampenstrom direkt mit der Signalfrequenz modulieren (Bild 4.80). Die einwandfreie Modulation läßt sich mit dem Basisvorwiderstand R_1 und mit R_3 einstellen. Der Arbeitspunkt der Lampe wird mit R_3 in der Weise gewählt, daß sich die Wärmeträgheit des Glühfadens gerade noch nicht auf die Übertragung der höchsten Signalfrequenz auswirkt. Eine dadurch eventuelle bedingte Reichweiteverkürzung muß man dann in Kauf nehmen.



Tr = 600/300 Wdg., 0,2-mm-CuL, Ferritschalenkern

Bild 4.80
Lichtsender für direkte Modulation des Lampenstroms

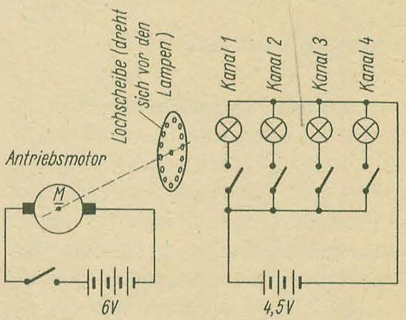


Bild 4.81
Lichtsender für Lochscheibenmodulation

Bei dem Sender von *G. Müller-Vogt* moduliert eine rotierende Lochscheibe den Lichtstrahl (Bild 4.81). Die Modulationsfrequenz wird durch die Drehzahl des Antriebsmotors und die Anzahl der auf der Scheibe angebrachten Löcher bestimmt. Damit hängt die für Schaltstufenbetrieb erforderliche Frequenzkonstanz direkt von der Drehzahlkonstanz des Motors ab. Man wählt daher einen guten, elektronisch geregelten Motor, wie er in batteriegespeisten Plattenspielern oder Kassettenmagnetbandgeräten eingesetzt wird. In [55] werden als Modulationsfrequenzen vorgeschlagen: 600 Hz, 800 Hz, 1000 Hz und 1200 Hz. Das ergibt bei der Drehzahl von

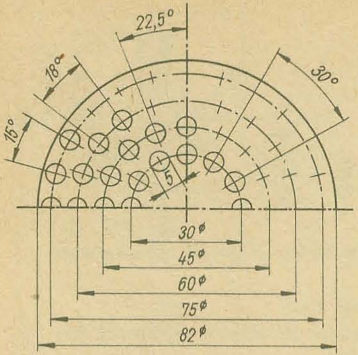


Bild 4.82
Maßskizze für Lochscheibe

$n = 3\,000/\text{min}$, entspricht $n = 50/\text{s}$, die Anzahl der Löcher zu 12, 16, 20 und 24. Die Maßskizze für diesen Vorschlag ist in Bild 4.82 wiedergegeben. Will man für einen derartigen Sender die von den Tonkreisschaltstufen bekannten Kanalaufteilungen anwenden (Tabelle 3.1., S. 25), so ergeben sich für die Lochscheibe folgende Daten:

f in Hz	Lochzahl	Lochkreisdurchmesser in mm
850	17	50
1 100	22	70
1 700	34	100
2 400	48	150

Als Material für die Lochscheibe eignet sich 0,5 mm starkes Pertinax (Preßspan) oder vergleichbares Material. Die Lochscheibe wird mattschwarz gestrichen und direkt auf der Motorachse befestigt. Die Lampen montiert man zweckmäßig auf S-förmig gebogenen Blechstreifen, da sie sich auf diese Weise am einfachsten justieren lassen. Die Lampen sollen möglichst dicht hinter der Lochscheibe angebracht sein und in der Weise justiert werden, daß der Mittelpunkt der Linse jeweils genau auf einem Lochkreisdurchmesser liegt.

4.4.2. Lichtempfänger

Wichtiges Bauelement des Lichtempfängers ist der fotoelektrische Wandler. Dieser fotoelektrische Wandler nimmt die Lichtenergie in Form von Gleich- oder Wechsellicht auf und wandelt sie in elektrische Energie um. Damit hat der fotoelektrische Wandler am Eingang des Lichtempfängers die gleiche Funktion und demzufolge auch die gleiche Bedeutung für die Reichweite der Fernsteueranlage wie die HF-Antenne. Die Empfindlichkeit des fotoelektrischen Wandlers hängt von seinem physikalischen Arbeitsprinzip, seiner spektralen Anpassung an den Lichtsender (Bild 4.79) und von der Einfallsrichtung des Lichtes ab. Als fotoelektrische Wandler stehen zur Auswahl: Fotoelemente, Fotowiderstände, Fotodioden und Fototransistoren. Von diesen Bauelementen kann nur dasjenige angewendet werden, das bei stark unterschiedlichen Gleichlichtverhältnissen (Sonnenlicht bis Schummerlicht im Zimmer) noch eine hohe Wechsellichtempfindlichkeit aufweist. Diese Forderung ist praktisch nur mit Fotoelementen oder Fotowiderständen im Kurzschlußbetrieb zu erfüllen. Fotowiderstände kommen für die vorgesehene Anwendung nicht in Frage, da sie für höhere Frequenzen zu träge arbeiten, denn sie haben Ansprechzeiten in der Größenordnung von einigen Millisekunden.

Bei den Fotoelementen gibt es die drei Arten Selen-, Germanium- und Siliziumfotoelement. Der im folgenden beschriebene Lichtempfänger ist für das Siliziumfotoelement *TP 61* ausgelegt. Mit geringer Empfindlichkeitseinbuße kann auch das Selenfotoelement von einem einfachen Belichtungsmesser eingesetzt werden. Dieses Fotoelement soll eine möglichst große Oberfläche haben, um eine hohe Empfindlichkeit zu erzielen. Da das Selenfotoelement bei starkem, lang andauerndem Lichteinfall altert und damit unempfindlicher wird, deckt man es bei Nichtbenutzung mit einer lichtdichten Schutzkappe ab. Zur Anpassung des Selenfotoelements muß der Widerstand von Dr$_1$ im Bereich zwischen 100 Ω und 1 000Ω liegen. Der genaue Wert richtet sich nach dem Typ des Fotoelements und wird am besten experimentell bestimmt.

Das Siliziumfotoelement hat für den vorgesehenen Anwendungszweck die günstigsten Eigenschaften; es verträgt selbst helles Sonnenlicht und arbeitet temperaturstabil sowie sehr empfindlich bei Frequenzen bei 10 kHz. Außerdem besteht bei der Anwendung des Si-Fotoelements eine sehr gute spektrale Anpassung an den in Abschnitt 4.4.1. beschriebenen Lichtsender (s. a. Bild 4.79), da es vornehmlich auf gelbes und rotes Licht anspricht. Fotoelemente haben wegen ihres flächenhaften Aufbaus ihre höchste Empfindlichkeit in Richtung der Flächennormalen. Der Einsatz des Fotoelements im Modell erfordert aber eine Kugelcharakteristik besonders für seitlich einfallendes Licht. Das Fotoelement muß also mit einer Zusatzeinrichtung versehen werden, die auch Seitenlicht wirksam macht. Dieser Effekt läßt sich am besten durch einen prismatischen Körper erreichen. Der Kegelstumpf (Bild 4.83) aus lichtbrechendem Material bricht seitlich einfallendes Licht in der Weise, daß die Lichtstrahlen zum Fotoelement hingelenkt werden. Um eine gleich gute Empfindlichkeit für senkrecht wie auch seitlich einfallendes Licht zu erreichen, deckt man die Stirnfläche mit

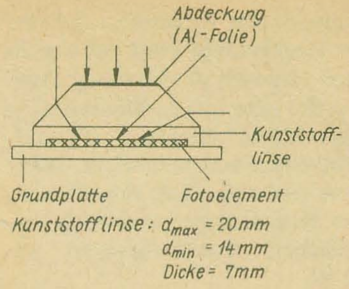


Bild 4.83
Aufbau des Fotoelements

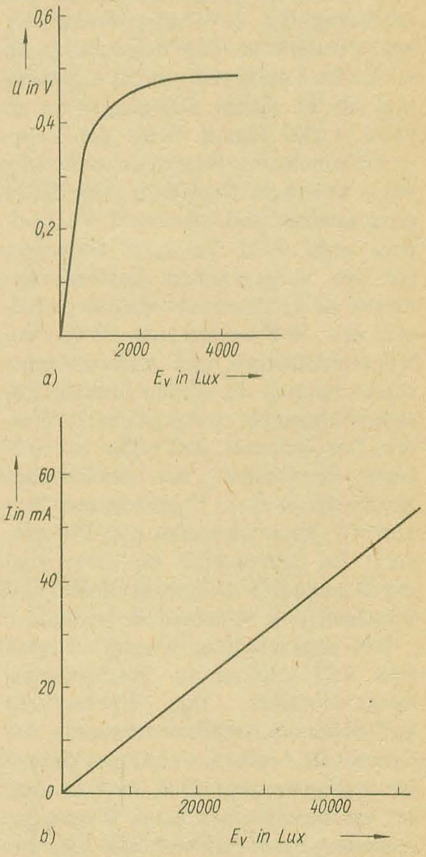


Bild 4.84
Kennlinie des Si-Fotoelements *TP 61*; a – Leerlaufspannungskennlinie, b – Kurzschlußstromkennlinie

einer spiegelnden Aluminium-Scheibe ab. Der Kegelstumpf wird aus durchsichtigem Kunststoff (*Piacryl, Polystyrol* o. ä.) oder aus farblosem nicht nachdunkelndem Gießharz (Epoxidharz, Polyesterharz) hergestellt. Diese Bauweise hat außerdem den Vorteil, daß das Fotoelement zuverlässig vor mechanischen Beschädigungen geschützt ist.

Die Anpassung des Si-Fotoelements wird von dessem elektrischen Verhalten bestimmt. An den Anschlußklemmen des Si-Fotoelements tritt bei Beleuchtung die Leerlaufspannung U_L auf. Verstärkt man die Beleuchtung, so steigt die Leerlaufspannung exponentiell bis zu einem Sättigungswert an (Bild 4.84). Damit hätte die Leerlaufspannung des Fotoelements bereits bei schwachem Tageslicht seine Sättigung erreicht und würde auf Wechsellicht nicht mehr reagieren. Günstiger für den vorgesehenen Anwendungszweck ist das Kurzschlußstromverhalten des Si-Fotoelements. Zwischen Kurzschlußstrom und Beleuchtungsstärke besteht ein streng linearer Zusammenhang bis zu den höchsten Werten. Das bedeutet, daß selbst bei hellstem Sonnenlicht ein zusätzliches Wechsellicht einen Wechselstrom hervorruft. Man wird also das Fotoelement im Kurzschluß betreiben und durch geeignete Siebmittel Gleich- und Wechselstrom voneinander trennen.

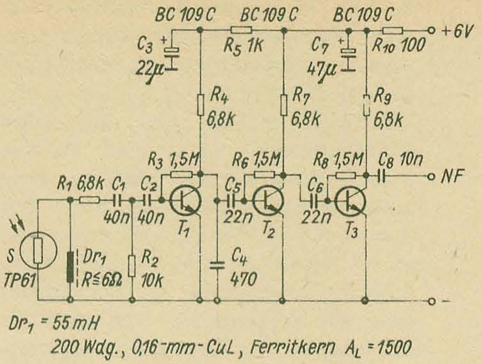


Bild 4.85
Lichtempfänger mit Si-Fotoelement

Der angeschaltete Verstärker nach Bild 4.85 arbeitet als Wechselspannungsverstärker. Das Wechsellicht muß daher am Arbeitswiderstand – der Drossel Dr_1 – einen, wenn auch kleinen Wechselspannungsabfall hervorrufen, der verstärkt werden kann. Wegen des endlichen Spulenwiderstands wird das Fotoelement also nur im Quasikurzschluß betrieben. Die Drossel Dr_1 ist mit 6 Ω Gleichstromwiderstand für den Gleichanteil des Fotostroms ein Quasikurzschluß. Für den Wechselstromanteil, hervorgerufen durch das Wechsellicht, hat die Drossel einen wesentlich höheren Widerstand. Die Drossel bildet damit den Wechselstromarbeitswiderstand, und man kann an ihren Klemmen eine Wechselspannung abgreifen. Gleich- und Wechselspannung werden durch die Kondensatoren C_1 und C_2 getrennt. Gleichzeitig bilden C_1, R_1 und C_2 einen Hochpaß, der die hauptsächlich im Bereich unter 400 Hz auftretenden Störfrequenzen wirksam unterdrückt. Außerdem sind die Koppelkondensatoren C_5 und C_6 so klein ausgelegt, daß eine Dämpfung tiefer Frequenzen eintritt. Wegen der hohen Stufenverstärkung werden die Stufen durch die *RC*-Glieder R_5, C_3 und R_{10}, C_7 wirksam entkoppelt. Für eine längere Zuleitung vom Fotoelement zur Drossel sollte man abgeschirmtes Kabel verwenden. Bei sehr gedrängtem Aufbau wird zur Verhinderung von Stufenkopplungen auch eine Abschirmung der ersten, eventuell auch noch der zweiten Verstärkerstufe notwendig sein. Eine wesentliche Vereinfachung dieses NF-Verstärkers ließe sich durch integrierte NF-Verstärker (*TAA 111, MAA 225*) erzielen. Als Dekoderstufe für die Lichtsignale ist die speziell für diesen Empfänger entwickelte NF-Schaltstufe nach Bild 3.13 verwendet worden, da sich mit ihr sehr hohe Selektionswerte realisieren lassen.

4.5. Ultraschall-Übertragung

Zur Erhöhung des Bedienungskomforts von Farbfernsehgeräten sind Fernbedienungsgeräte entwickelt worden, die zur Signalübertragung Ultraschall verwenden. Während die Anwendung der Ultraschall-Fernbedienung wegen ihrer geringen Reichweite von etwa 10 m allgemein nur eine begrenzte Bedeutung für die Modellfernsteuerung hat, so kann das bei speziellen Steuerungsproblemen schon anders aussehen. Gedacht sei dabei an die Fernsteuerung von tauchfähigen U-Booten, die sich mit den bisher besprochenen Verfahren zur Signalübertragung nicht oder nur bedingt (Licht) realisieren läßt. Um interessierten Amateuren Anregungen für eigene Experimente in dieser Richtung zu geben, wird von den Fernbedienungssystemen, die von verschiedenen Fernsehgeräteherstellerfirmen entwickelt worden sind, dasjenige ausgewählt, das mit geringem Aufwand die Anforderungen erfüllt und nachbaufähig ist.

Die Ultraschallfrequenzen für die Signalübertragung liegen im Bereich von 34 bis 45 kHz (Tabelle 4.3.). Damit befinden sich die Kanalfrequenzen im Bereich zwischen der ersten und der zweiten Oberwelle der Zeilenfrequenz (15,625 kHz) des Fernsehgeräts. Diese Maßnahme ist notwendig, da die leistungsstarken Zeilenendstufen der Fernsehgeräte erhebliche Ultraschallstörungen abstrahlen. Für die Kommandokodierung und -dekodierung sind von den Herstellerfirmen für diesen speziellen Anwendungszweck recht unterschiedliche Verfahren entwickelt worden. Da sie für die Modellfernsteuerung von untergeordnetem Interesse sind, wird auch nicht näher darauf eingegangen. Das Schwergewicht dieses Abschnitts liegt auf der Ultraschall-Übertragung. Bei der Anwendung der Ultraschall-Übertragung zur Modellfernsteuerung können die Steuerkommandos mit den in Abschnitt 3. vorgestellten Verfahren kodiert werden.

Tabelle 4.3. Kanaleinteilung für Ultraschallfernbedienung

Kanal	*Telefunken* f in kHz	*Saba* f in kHz	VEB *Fernsehgerätewerk* Staßfurt f in kHz
1	35	34,25	35,5
2	36	35,75	38,9
3	37	37,25	40,6
4	38	38,75	44,0
5	39	40,25	45,7
6	40	41,75	
7	41	43,25	
8	42	44,75	

4.5.1. Ultraschallsender

Betrachtet man die Schaltung des Ultraschallsenders nach Bild 4.86, so besteht unverkennbar vom Prinzip her eine Ähnlichkeit mit dem Sender zur induktiven Übertragung. Auch beim Ultraschallsender wird die erzeugte Frequenz direkt ausgesendet, da die Signalfrequenz mit der Trägerfrequenz identisch ist.

Der Ultraschallgenerator mit T_1 arbeitet in induktiver Dreipunktschaltung. Frequenzbestimmend wirkt der Reihenschwingkreis, der aus der Sekundärwicklung von L_1 und den zuschaltbaren Kanalkapazitäten besteht. Damit ist nur die nichtsimultane Ka-

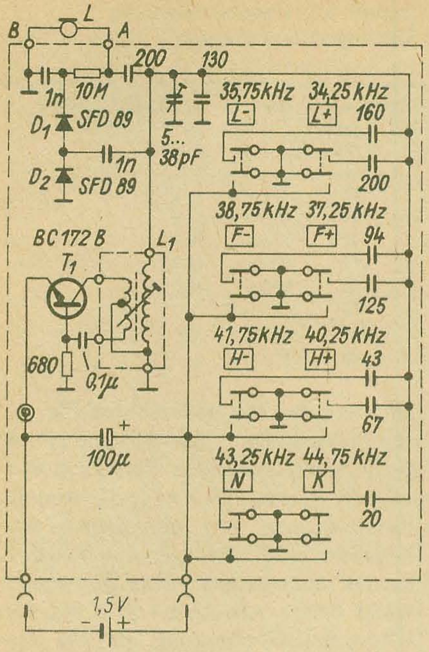


Bild 4.86
Ultraschallsender (System: *Saba*)

nalbetätigung möglich. Die Dioden D_1 und D_2 bedämpfen den Schwingkreis und verhindern das Entstehen wilder Schwingungen. Der Kondensatorlautsprecher ist über 200 pF kapazitiv an den Schwingkreis angekoppelt. Die Stromaufnahme des Senders liegt in der Größenordnung von einigen Milliampere, so daß er mit einem Stabelement *R 6* etwa ein Jahr betrieben werden kann. Die Lagerfähigkeit der Stromquelle bestimmt praktisch deren Einsatzdauer. Damit ist schon angezeigt, daß durch die Leistungssteigerung des Ultraschallsenders noch erhebliche Reichweitesteigerungen möglich sind.

4.5.2. Ultraschallempfänger

Im Eingang des Ultraschallempfängers (Bild 4.87) befindet sich das Kondensatormikrofon. Problematisch für die Anwendung zur Modellfernsteuerung ist die erforderliche Vorspannung von 240 V für das Mikrofon. Da keine Leistung benötigt wird, könnte diese Spannung im Modell mit einem Transverter erzeugt werden. Der angeschlossene Ultraschallverstärker ist vollintegriert. Der im Ausgang liegende Übertrager arbeitet selektiv und paßt den Verstärker an die niederohmigen Dekoderstufen an. Die antiparallel geschalteten Dioden D_1 und D_2 begrenzen das Ultraschallsignal und verhindern das Übersteuern der Dekoderstufen. Diese Maßnahme wird manchmal auch bei frequenzkodierten Schaltstufenanlagen angewendet, um das Übersprechen der Kanäle in Sendernähe zu verhindern.

Die an den Ultraschallempfänger angeschlossenen Dekoderstufen ähneln in der Form den bei der Fernsteueranlage *Telecont* angewendeten. Die Selektionsglieder sind Reihenschwingkreise, die, bedingt durch ihren geringen Resonanzwiderstand und die Parallelschaltung der Stufen, einen sehr niederohmigen Verstärkerausgang erfordern. Damit die Schwingkreise nur wenig bedämpft werden, sind die Transistoren T_1 bis T_4 über 10-kΩ-Widerstände an Anzapfungen der Spulen gelegt. Es handelt sich um Schaltstufen ohne Rückkopplung. Demzufolge ist ihre Einstellung unkritisch, sie sind aber auch wesentlich unempfindlicher als die in der Modellfernsteuerung so bewährten *Schumacher*-Schaltstufen (Bild 3.12 und Bild 3.13). Die nachfolgenden Stufen arbeiten alle als Gleichspannungsverstärker und sind in dieser Form einschließlich der Brückenschaltstufe mit T_{16} bis T_{19} von den Modellfernsteueranlagen her bekannt.

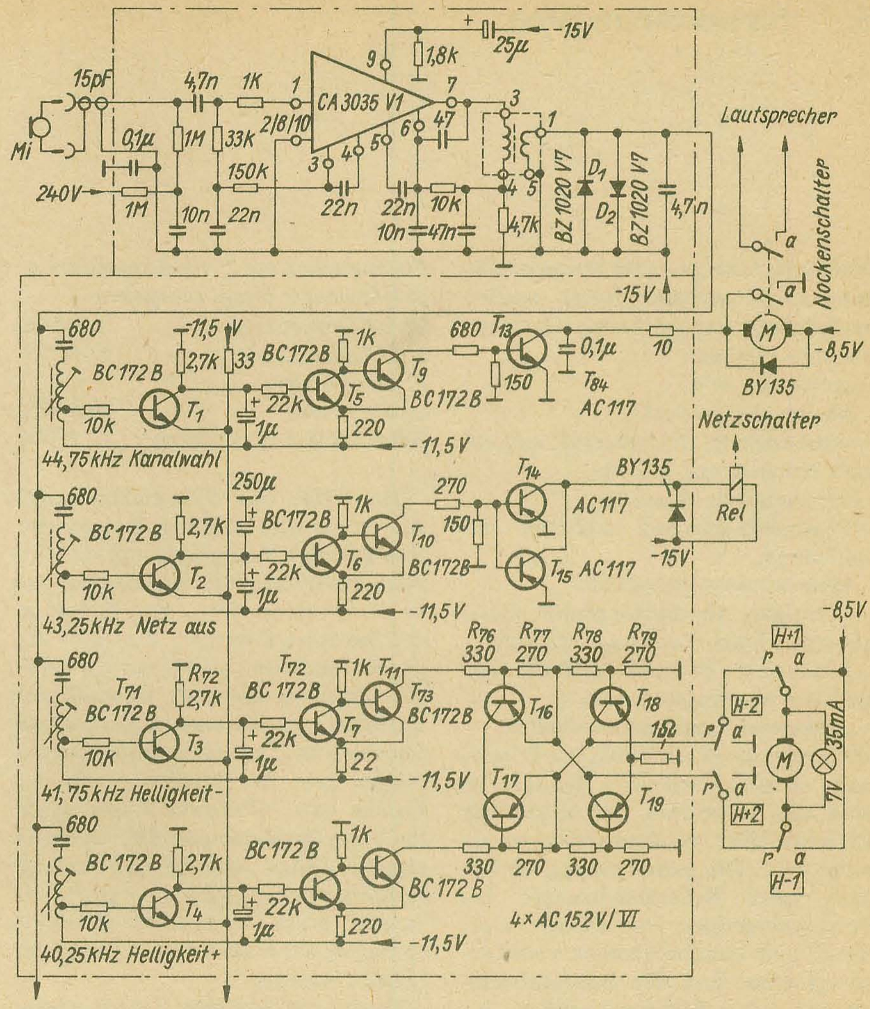

Mi
15pF
240V
0,1µ
1M
1M
10n
4,7n
1K
33k
150k
22n
CA 3035 V1
1
2/8/10
3
4
5
6
7
9
1,8k
25µ
-15V
47
22n
22n
10k
10n
47n
4,7k
BZ 1020 V7
D1
D2
BZ 1020 V7
4,7n
-15V
Lautsprecher
Nockenschalter
a
M
-8,5V
BY 135
Netzschalter
680
-11,5V
2,7k
33
BC 172 B
T1
10k
22k
1µ
1k
T5
T9
220
680
T13
150
0,1µ
T84
AC 117
10
44,75 kHz Kanalwahl
250µ
T2
T6
T10
270
T14
BY 135
AC 117
Rel
T15
AC 117
43,25 kHz Netz aus
R72
T71
T72
T11
T73
T3
T7
22
R76
R77
R78
R79
330
270
T16
T18
T17
T19
1Ω
41,75 kHz Helligkeit-
H+1
H-2
H+2
H-1
r
35mA
7V
T4
40,25 kHz Helligkeit+
4 × AC 152 V/VI

Bild 4.87
Ultraschallempfänger (System: *Saba*)

5. Stromversorgung

Wahl und Auslegung der Stromversorgung von Fernsteuergeräten werden maßgeblich von folgenden Gesichtspunkten bestimmt:

- geringes Gewicht,
- kleine Abmessungen,
- ausreichende Belastbarkeit (abgebbare Nutzleistung je Zeit),
- ausreichende Kapazität,
- Spannungskonstanz während der Entladung,
- kleiner Innenwiderstand,
- günstiger Anschaffungspreis bzw. günstiges Preis-/Leistungsverhältnis,
- genügende Betriebssicherheit und geringer Wartungsaufwand,
- geeignetes Temperaturverhalten.

Zieht man die handelsüblichen Primär- und Sekundärelemente in Betracht, so muß man feststellen, daß keines der Elemente allen Punkten gleich gut gerecht wird. Die Entscheidung, ob Primär- oder Sekundärelemente bei Fernsteuergeräten vorzusehen sind, hängt auch ganz wesentlich vom Leistungsbedarf und den Betriebsbedingungen ab. Fernsteuersender bis 300 mW Ausgangsleistung lassen sich für intermittierenden Betrieb recht gut mit Primärelementen bestücken. Bei Dauerbetrieb ist jedoch der Akkumulator (Sekundärelement) weitaus wirtschaftlicher. Für Portablegeräte sind die Energiegewichte von Interesse. Sie hängen, absolut gesehen, von der Batterie- bzw. Akkumulatorengröße ab. Durchaus wichtige Schlußfolgerungen lassen sich aber bereits aus den spezifischen Energiegewichten ziehen. Für Stromquellen mit 1 Wh Kapazität werden folgende Werte angegeben:

Blei-Akkumulator	55 p/Wh,
NK-Akkumulator	40 p/Wh,
Primärelement (Kohle-Zink)	26 p/Wh,
Silber-Zink-Akkumulator	20 p/Wh.

Der Silber-Zink-Akkumulator scheidet wegen der zu hohen Kosten aus. Das günstige Energiegewicht des Primärelements spricht für deren Einsatz in Fernsteuergeräten, das Kriterium der Spannungskonstanz dann aber dagegen. Besonders wichtig ist vor allem die Spannungskonstanz während der Entladung, da sie starken Einfluß auf Sendeleistung und Modulationsverzerrungen hat. Der Oszillator und der Impuls- bzw. NF-Teil im Sender sowie die Vor-, Oszillator- und ZF-Stufen des Supers sollten zur Vermeidung von Frequenz- und Verstärkungsgradänderungen durch absinkende Betriebsspannung daher über eine Z-Diode stabilisiert werden.

Diese einführenden Überlegungen lassen deutlich erkennen, daß die Auslegung der Stromversorgung nicht nur von den genannten neun Punkten abhängt. Auch die elektrischen Parameter und das Betriebsverhalten der Schaltungen sowie weitere Merkmale der Stromquellen spielen eine Rolle. Es ist also notwendig, genaue Kenntnisse über die wichtigen elektrischen Parameter und das Betriebsverhalten von Primär- und Sekundärelementen zu haben, um auf diese Weise die maximale

Betriebssicherheit der Fernsteueranlage auch durch richtige Auslegung der Stromversorgung zu gewährleisten. Die genaue Kenntnis des Betriebsverhaltens der Stromquellen sowie deren sachgerechte Pflege und Wartung wird außerdem manche Mark sparen helfen. Es seien an dieser Stelle noch einige Begriffe definiert, die nachfolgend häufig gebraucht werden.

Primärelemente erzeugen elektrische Energie durch Auflösung der negativen Elektrode im Elektrolyten. Dieser Vorgang ist nur beschränkt umkehrbar (Reaktivierung).

Sekundärelemente, auch als Akkumulatoren oder Sammler bezeichnet, erzeugen elektrische Energie durch Umwandlung der Elektroden. Der Vorgang ist umkehrbar, d. h., Akkumulatoren sind wiederladbare galvanische Elemente. Bei richtiger Pflege beträgt z. B. die Lebensdauer gasdichter NK-Akkumulatoren 200 bis 300 Zyklen (Ladung – Entladung).

Die *Zelle* besteht aus zwei Elektroden und dem Elektrolyten.

Das *Element* ist eine mit einem Behälter versehene gebrauchsfertige Zelle.

Die *Batterie* besteht aus mehreren, zu einer Einheit zusammenmontierten und -geschalteten Zellen.

Die *Kapazität* ist die Elektrizitätsmenge, die einem galvanischen Element entnommen werden kann und in Ampere-Stunden (Ah) gemessen wird.

5.1. Primärelemente

Aus verständlichen Gründen interessieren an dieser Stelle nur die Trockenelemente und -batterien. Der Aufbau des gebräuchlichsten Trockenelements, des *Kohle-Zink-Elements*, ist in Bild 5.1 dargestellt. Die positive Elektrode besteht aus einem oder mehreren Kohlestäben, die von dem Depolarisator (Braunstein) umgeben sind. Als Elektrolyt wird in saugfähigen Stoffen (Weizenmehl, Sägemehl, Papier u. a.) aufgenommene Ammoniaklösung benutzt. Der Zinkbehälter der Zelle ist gleichzeitig die negative Elektrode. Er wird durch Teer oder Paraffin luftdicht verschlossen – daher die Bezeichnung Trockenelement – und erlaubt auf diese Weise den Gebrauch in jeder beliebigen Lage. Neben dem handelsüblichen Kohle-Zink-Element wären noch das *Alkali-Mangan-Element* und das *Quecksilberoxidelement* (*Mallory-Element*) wegen ihrer höheren Kapazität und guten Spannungsstabilität während der Entladung von besonderem Interesse. Für den Fernsteueramateur scheiden sie aber wegen ihres hohen Preises aus.

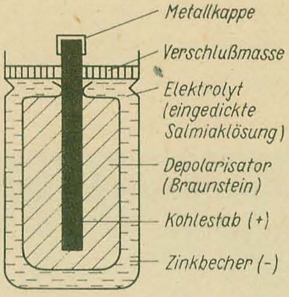

Metallkappe
Verschlußmasse
Elektrolyt (eingedickte Salmiaklösung)
Depolarisator (Braunstein)
Kohlestab (+)
Zinkbecher (-)

Bild 5.1
Aufbau des Kohle-Zink-Trockenelements

Tabelle 5.1. Technische Daten von Primärelementen und -batterien

Typ	Abmessungen in mm	Masse in g	Nenn-spannung in V	Tägliche Entladezeit in h	Entladewiderstand in Ω	Entladezeit in h	Kurzschlußstrom in A
R 6	14,5∅ × 50	14	1,5	4	75	30	6
R 14	26 ∅ × 50	50	1,5	4			
R 20	34 ∅ × 60	95	1,5	4	40	150	7
Heizelement							
2 R 10	21 ∅ × 74	45	3	0,12	10	1,5	3
3 R 12	67 × 62 × 22	125	4,5	4	225	100	6

Thuringia
Flachbatterie
BDT 4,5
3 R 12
BAE
normal
ELEMENTE
1,5 V
BATERIA SLANY
BAE

Bild 5.2
Kohle-Zink-Trockenelemente; a – Stabelement *R 6* (Mignonzelle), b – Stabelement *R 14* (Babyzelle), c – Stabelement *R 20* (Monozelle), d – Flachbatterie *3 R 12* (von rechts nach links)

Typenübersicht gebräuchlicher Trockenelemente und Trockenbatterien

Stabelement *R 6* (Mignonzelle)

Es ist das kleinste handelsübliche Stabelement in den Ausführungen Leak-Proof (lecksicher) und mit Heizcharakteristik und sollte nur dort verwendet werden, wo es auf geringe Abmessungen ankommt (Taschensender). Es läßt bei Dauerentladung einen Strom von 20 mA zu.

Stabelement *R 14* (Babyzelle)

Das Stabelement *R 14* entspricht in seinem Betriebsverhalten etwa dem Stabelement *R 20*. Seine verringerten Abmessungen bedingen zwar ein geringes Gewicht, damit aber auch verringerte Kapazität und Betriebszeit. Im Handel sind Elemente mit Heizcharakteristik sowie Elemente in Leak-Proof-Ausführung (Importe) erhältlich.

Stabelement *R 20* (Monozelle)

Das Stabelement *R 20* wird gegenwärtig in den drei Ausführungsformen Stabelement, Heizelement und Leak-Proof gefertigt. Das Heizelement, oft auch als auch als Gerätezelle bezeichnet, hat gegenüber dem Stabelement etwa die doppelte Kapazität und damit auch die doppelte Betriebszeit des Stabelements. Hinzu kommt eine verbesserte Zellenabdichtung und Regenerierbarkeit des Heizelements. Die Leak-Proof-Ausführung (lecksicher) ist gegen Elektrolytaustritt und Aufquellen gesichert. Durch den Einsatz eines präparierten Elektrolytträgers (Paperlined-Zelle) konnten die elektrischen Eigenschaften (höherer Kurzschlußstrom, vergrößerte Kapazität und günstigeres Temperaturverhalten) gegenüber dem klassischen Zellenaufbau wesentlich verbessert werden.

Stabbatterie *2 R 10*

Die Stabbatterie *2 R 10* besteht aus 2 Stabelementen *R 10*. Wegen ihrer geringen Kapazität und ungeeigneten Entladecharakteristik ist sie für Fernsteuergeräte nicht zu empfehlen.

Flachbatterie *3 R 12*

Die Flachbatterie *3 R 12* besteht aus 3 Stabelementen *R 12*. Für Sender geringerer Leistung, besonders aber bei intermittierendem Betrieb, ist diese Batterie durchaus geeignet. Bei Dauerentladung sollte der Strom nicht größer als 25 mA sein. Die längere Anschlußfahne ist der Minuspol.

Elektrische Parameter und Betriebsverhalten der Primärstromquellen

Klemmenspannung

Die Klemmenspannung der unbelasteten Zellen – mit hochohmigem Instrument gemessen – liegt zwischen 1,55 V und 1,75 V. Wird die Zelle belastet, sinkt die Klemmenspannung auf Werte von 1,3 bis 1,6 V. Die Klemmenspannung hängt stark von der Belastung, der Zellenart und deren Entladungsgrad ab. Aus dem Diagramm in Bild 5.3 geht deutlich der Zusammenhang zwischen Klemmenspannung und Belastung und auch der Zusammenhang zwischen Belastung und Nutzungsdauer hervor. Wird der Belastungsstrom nur auf ein Viertel gesenkt, so verlängert sich die Entladezeit auf das Zehnfache. Zur Erfassung der stark unterschiedlichen Zeitintervalle ist der logarithmische Maßstab verwendet worden. Der Zusammenhang zwischen Klemmenspannung und Entladezeit, die bei konstantem Belastungswiderstand dem Entladungsgrad entspricht, läßt auch einen wesentlichen Mangel der Primärstromquellen (Kohle-Zink-Element) erkennen – ihre starke Klemmenspannungsänderung bei Entladung. Man legt die Entladeendspannung für eine Gerätezelle mit 0,9 V fest. Damit ändert sich die Spannung während der Entladung um –0,6 V oder 40%. Diese Tatsache wirft bei Fernsteuergeräten einige Probleme auf. Bei empfindlichen elektronischen Geräten (Fernsteuergeräte zählen dazu) ändert sich mit der Klemmenspannung die Stufenverstärkung sowie die Schwingneigung und beeinflußt damit ganz wesentlich die Betriebssicherheit der Anlage. Bei Span-

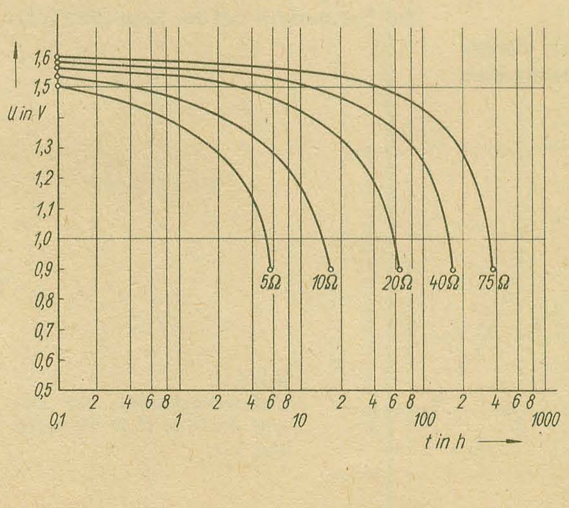


Bild 5.3
Abhängigkeit der Klemmenspannung von Belastung und Entladedauer am Beispiel der Zelle *R 20*

nungsänderungen von mehr als ± 10% sind daher besondere Stabilisierungsmaßnahmen vorzusehen. Ohne Stabilisierung könnte man nur etwa ein Fünftel der Kapazität eines Kohle-Zink-Elements bzw. einer Batterie nutzen. Aus den genannten Gründen sollte daher bei Verwendung von Kohle-Zink-Elementen die Betriebsspannung des Senderimpulsteils sowie des HF- und des ZF-Teils vom Super mit einer Z-Diode auf die halbe Betriebsspannung stabilisiert werden. Bei stärkerer Belastung von Kohle-Zink-Elementen zeigt sich eine Besonderheit in ihrem Betriebsverhalten – ihre Erholbarkeit. In den Belastungspausen steigt die Klemmenspannung durch chemische Reaktion im Depolarisator wieder um einen bestimmten Betrag. Ein entsprechendes Diagramm ist in Bild 5.4 dargestellt.

Kurzschlußstrom

Der Kurzschlußstrom ist ein Maß für die Belastbarkeit der Primärstromquellen und darüber hinaus ein zusätzliches Kriterium für den Entladungsgrad, da der Kurzschlußstrom bei der Entladung schneller sinkt als die Klemmenspannung.

Innenwiderstand

Man unterscheidet zwischen Gleichstrom- und Wechselstrominnenwiderstand einer Primärstromquelle. Beide hängen von der Belastung, dem Entladezustand, der vorausgegangenen Lagerung und der Temperatur ab. Der Wechselstromwiderstand ist außerdem von der Frequenz abhängig. Bei Fernsteuergeräten hat der Innenwiderstand große Bedeutung, da er deren Leistungsfähigkeit wesentlich beeinflußt (Sender). Dem Gleichstrom, der der Stromquelle zum Betrieb der Fernsteueranlage entnommen wird, ist noch ein Wechselstromanteil überlagert. Damit dieser Wechselstrom nicht am Innenwiderstand der Stromquelle zu einem Spannungsabfall und damit zu unerwünschten Rückkopplungen führt (Pfeifen oder Blubbern von Verstärkern), sollte der Stromquelle ein genügend großer Kondensator parallelgeschaltet werden. Damit schafft man einen Nebenschluß für den Wechselstrom. Über das Innenwiderstandsverhalten bieten die Hersteller von Primärstromquellen ausführliche Kennliniendarstellungen an.

Kapazität – Einfluß der Lagerung

Mit zunehmender Lagerzeit verringert sich die Kapazität von Primärstromquellen. Die Lagerfähigkeit wird beeinflußt vom Aufbau des Elements und der Temperatur bei der Lagerung (An-

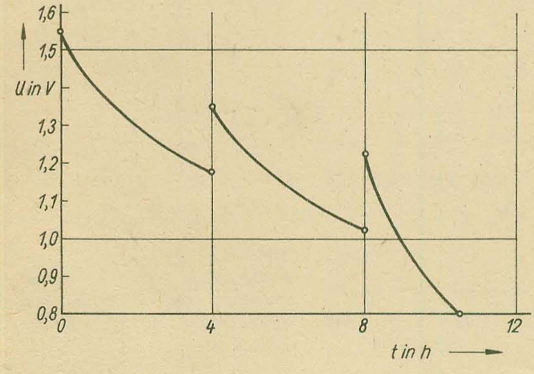


Bild 5.4
Entladecharakteristik am Beispiel der Zelle *R 20* 4 h täglich über 5 Ω

steigen der Selbstentladung bei höheren Temperaturen). Die Hersteller garantieren die Kennwerte für ihre Primärelemente in der Regel über eine Lagerzeit von 6 Monaten, bei Leak-Proof-Ausführungen von 12 Monaten. Auf jeder handelsüblichen Primärstromquelle sind Lagerfähigkeit und Herstellungsdatum angegeben. Bei längerer Lagerung verringert sich nicht nur die Kapazität, durch Austreten der Ammoniaklösung können außerdem ernste Schäden am Gerät entstehen.

Einfluß der Temperatur

Genauere Angaben sind Kennlinienfeldern der Hersteller zu entnehmen. An dieser Stelle genügen folgende Hinweise:

Unter —20 °C	keine Entladung möglich, Elektrolyt gefriert;
—20 °C bis 0 °C	die Entladung ist mit verringerter Belastung und Kapazitätsentnahme möglich;
0 °C bis +10 °C	merklich verringerte Leistungsfähigkeit;
+20 °C	normale Entladung (Belastung, Kapazität) möglich;
+40 °C	normale Entladung (Belastung) bei erhöhter Kapazität (etwa 180%) möglich, stärkere Kapazitätsverluste bei längerer Lagerung;
über +50 °C	starke Selbstentladung des Elements, mechanische Gefährdung des Zellenaufbaus.

Einfluß der Entladestromstärke

Die Kapazität von Primärstromquellen wird ganz wesentlich von der Entladestromstärke beeinflußt. Bei höheren Entladeströmen tritt am Innenwiderstand ein starker Verlust ein (Erwärmung der Zelle). Außerdem kann der Depolarisator den Wasserstoff bei höheren Entladeströmen nicht vollständig binden, so daß der Innenwiderstand des Elements ansteigt. Im Interesse der vollen Ausnutzung der Kapazität von Primärstromquellen ist einem »milden« Betrieb auf jeden Fall der Vorzug zu geben (vom Hersteller angegebene Entladestromstärke nicht überschreiten!).

Einfluß der Entladedauer

Primärstromquellen sind erholungsfähig. Diese Eigenschaft ist besonders bei »hartem« Betrieb ausgeprägt, aber auch bei »mildem« Betrieb feststellbar. Im Interesse der vollen Ausschöpfung der Kapazität sollte man einen Batterie- oder Elementtyp auswählen, der »milden« Betrieb ermöglicht, und außerdem den Fernsteuerbetrieb in der Weise einrichten, daß »Erholungspausen« vorhanden sind.

Praktische Hinweise für den Amateur

Aus dem vorstehend Dargelegten ergeben sich einige Schlußfolgerungen, die kurz zusammengefaßt seien. Bei der Konstruktion des Fernsteuergeräts sollte man den geringen Mehraufwand betreiben und ein separates Batteriefach aus Kunststoff (PVC, Polystyrol o. ä.) vorsehen, damit austretende Ammoniaklösung nicht die Elektronikbauteile beschädigen kann. Es gibt keinen Element- bzw. keinen Batterietyp, der gegen das Austreten von Ammoniaklösung oder aggressive Dämpfe absolut sicher ist; besonders besteht diese Gefahr bei unsachgemäßer Behandlung oder im Falle eines

Defekts (Belassen entladener Batterie bzw. Elemente im Gerät, Tiefentladung einzelner Elemente, Überhitzung des Geräts, Kurzschluß o. ä.). Bei der Auslegung der Stromversorgung sollte man vor der Auswahl geeigneter Primärstromquellen folgende Punkte klären:

Betriebsspannung (Höchst- und Mindestwert),

Stromstärke (Höchst- und Mindestwert),

Entladeart,

gewünschte Kapazität bzw. Entladedauer,

zur Verfügung stehender Batterieraum,

maximales Gewicht.

An Hand der Daten von Primärstromquellen kann dann der geeignete Typ ausgewählt werden. Es ist stets wirtschaftlicher, den Gerätetyp (Heiztyp) auszuwählen, da dessen Kapazität unter gleichen Bedingungen besser ausgenutzt wird. Um lange Lagerzeiten zu vermeiden (Kapazitätsminderung), sollte man sich beim Entwurf von Fernsteuergeräten auf einen Primärstromquellentyp festlegen, der sich in Nutzungspausen in anderen Geräten weiterverwenden läßt. Da in zunehmendem Maße gasdichte NK-Akkumulatoren in den Abmessungen von Trokkenelementen hergestellt werden, sollte man die Konstruktion des Geräts in der Weise auslegen, daß ein gegenseitiger Austausch (ohne Veränderung am Gerät) leicht möglich ist. Primärelemente sind kühl und trocken zu lagern.

Prüfung der Leistungsfähigkeit

Um sich vor unliebsamen Überraschungen während des Fernsteuerbetriebes wegen erschöpfter Stromquellen zu hüten, prüft man von Zeit zu Zeit deren Leistungsfähigkeit. Das Kennzeichen erschöpfter bzw. überlagerter Zellen ist ein gestiegener Innenwiderstand. Wegen des gestiegenen Innenwiderstands sinkt der Kurzschlußstrom. Dieses Merkmal nutzt man, um die Einsatzfähigkeit von Primärstromquellen zu beurteilen. Erschöpft bzw. überlagert sind Primärstromquellen,

– deren Kurzschlußstrom auf 50 % des Nennwertes gesunken ist und

– bei denen der Kurzschlußstrom während der Messung stark zurückgeht.

Gemessen wird mit einem niederohmigen ($R_i < 5\ \Omega$) Amperemeter (eventuell Vielfachmesser, Meßbereich 6 A) nicht länger als 2 s. NK-Akkumulatoren **nicht** in der Weise prüfen!

Reaktivieren von Primärstromquellen

Primärstromquellen sind vom Hersteller für den einmaligen Gebrauch vorgesehen. Eine Primärstromquelle läßt sich, bedingt durch den chemischen Vorgang und die Konstruktion, nicht wie ein Akkumulator aufladen. Es besteht allerdings die Möglichkeit, durch einen entsprechenden Vorgang Primärstromquellen zu reaktivieren bzw. zu regenerieren. Die Bedingungen dafür sind:

– Entladung und Reaktivierung müssen sich in regelmäßigen Zyklen ablösen.

– Der Reaktivierungseffekt hängt sehr stark vom Entladezustand der Elemente und der Zeitspanne zwischen beendeter Entladung und Beginn der Reaktivierung ab.

– Die Reaktivierung völlig entladener Elemente ist nicht möglich.

– Gut reaktivierungsfähig ist das alkalische Braunstein-Zink-Element; bedingt reaktivierungsfähig ist das Kohle-Zink-Element. Nicht reaktivierungsfähig (Explosionsgefahr!) ist das *Mallory*-Element.

Für interessierte Amateure sei aus der Vielzahl der Reaktivierungsverfahren das Verfahren nach *Beer* vorgestellt.

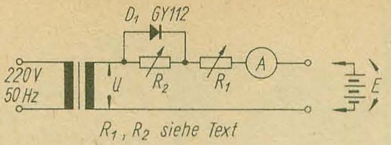


Bild 5.5
Schaltung zur Reaktivierung von Primärelementen

Reaktiviert wird durch einen Gleichstrom mit überlagertem Wechselstrom nach der Schaltung gemäß Bild 5.5. Für das Reaktivieren werden folgende Hinweise gegeben:

– Die treibende Spannung des Ladegeräts muß in der Weise bemessen sein, daß sie den Wert von 1,7 V je Element nicht übersteigt.

– Der Reaktivierungsstrom richtet sich nach dem Elementtyp und soll nur ein Viertel bis ein Drittel des Entladestroms betragen.
Als Richtwerte werden $I_{\text{gleich}} \approx 0{,}01 \cdot I_K$ und $I_{\text{wechsel}} \approx 0{,}02 \cdot I_K$ angegeben.

Den Strom stellt man durch Verändern von R_1 und R_2 ein.

Die Gleichstromkomponente vergrößert sich, wenn R_1 verringert und R_2 vergrößert wird. Die Wechselstromkomponente vergrößert sich, wenn man R_1 und R_2 verringert. R_1 und R_2 können nach folgenden Faustformeln errechnet werden:

$$R_1 = \frac{16 \cdot (U - E)}{I_K}, \qquad (72)$$

$$R_2 = \frac{80 \cdot (U + 1{,}5 \cdot E)}{I_K}, \qquad (73)$$

für $U = 1{,}5 \cdot E$.

Muß nur ein Batterie- oder Elementtyp reaktiviert werden, so ersetzt man sinnvollerweise R_1 und R_2 durch Festwiderstände.

– Die erforderliche Reaktivierungszeit beträgt etwa das Viereinhalb- bis Sechsfache der vorangegangenen Entladezeit.

– Der Reaktivierungseffekt wird um so größer, je kürzer die Entladeperioden gewählt werden.

– Die Reaktivierung erfolgt zweckmäßig unmittelbar nach der Entladung.

– Durch die Reaktivierung kann die Gesamtkapazität einiger Primärstromquellen auf das Zehn- bis Zwanzigfache erhöht werden.

– Bei der Reaktivierung ist Vorsicht zu üben. Bei unsachgemäßer Behandlung tritt Chlorentwicklung ein (Korrosion des Geräts), und das Potential des Elements steigt übermäßig hoch an (Schädigung der elektronischen Bauelemente).

– Die reaktivierte Primärstromquelle ist nur einige Tage lagerfähig.

5.2. Sekundärelemente

Im Gegensatz zu den Primärelementen sind die Sekundärelemente wiederladbare galvanische Elemente. Beim Ladevorgang von Sekundärelementen wird elektrische Energie in chemische Energie umgewandelt und gespeichert, die sich dann beim Entladevorgang wieder in elektrische Energie zurückverwandelt. Sekundärelemente bezeichnet man daher auch als Sammler oder Akkumulatoren. Akkumulatoren werden vornehmlich dort eingesetzt, wo sich wegen kontinuierlichen Betriebes und relativ hohen Strombedarfs der hohe Anschaffungspreis wirtschaftlich vertreten läßt. Die typische Stromquelle für Proportionalfernsteueranlagen ist daher der Nickel-Kadmium-Akkumulator[7]. Um die hohe Lebensdauer von Akkumulatoren auch tatsächlich zu erreichen (bei NK-Akkumulatoren bis zu 300 Ladezyklen), ist die strenge Einhaltung der Pflege-

---

[7] NK- oder NC-Akkumulator ist die eingebürgerte Bezeichnung. Richtiger wäre NiCd-Akkumulator.

und Wartungsvorschriften unerläßlich. Die Sekundärelemente werden nach dem Elektrodenmaterial eingeteilt. Für die Fernsteuergeräte des Amateurs kommen nur die handelsüblichen, gasdichten Ausführungen von NK-Akkumulatoren (Nickel-Kadmium-Akkumulatoren) und Pb-Akkumulatoren (Blei-Akkumulatoren) in Frage. Auf die Erläuterung der chemischen Vorgänge wird verzichtet, da sie für den Fernsteueramateur von untergeordneter Bedeutung sind.

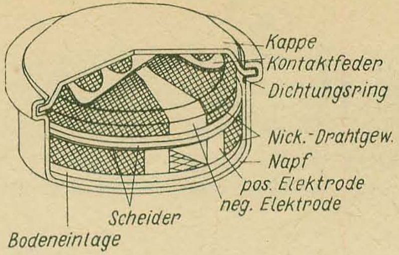


Bild 5.6
Schematische Darstellung des Aufbaus einer gasdichten NK-Knopfzelle

5.2.1. Gasdichte Nickel-Kadmium-Akkumulatoren

Im Vergleich mit dem Kohle-Zink-Element hat der gasdichte NK-Akkumulator einige wesentliche Vorzüge aufzuweisen:

– Hohe mechanische Festigkeit und Schüttelfestigkeit sowie beliebige Einbaulage

– Relativ konstante Entladespannung im Arbeitsbereich. Das erübrigt aufwendige Stabilisierungsmaßnahmen.

– Lange Lebensdauer
Bei genauer Einhaltung der Pflege- und Behandlungsvorschriften kann der Akkumulator eine Lebensdauer bis zu 10 Jahren bzw. 300 Ladezyklen erreichen.

– Kein auslaufender Elektrolyt – gasdicht

– Geringer Wartungsaufwand
Die Wartung beschränkt sich lediglich auf die Einhaltung des Ladestroms und der Ladezeit.

– Günstige Speichereigenschaften
Selbst bei längerer Lagerung tritt nur eine geringe Selbstentladung auf. Bei sachgemäßer Lagerung (trocken, 20 °C) ist die eingeladene Kapazität nach 3 Monaten auf 70 % und nach 6 Monaten auf 60 % gesunken.

– Wirtschaftlichkeit

Für die Fernsteuertechnik sind in erster Linie Knopfzellen und daraus hergestellte Batterien von Interesse. Den Aufbau einer NK-Knopfzelle zeigt Bild 5.6. Das Zellengefäß, als Becher ausgebildet, ist der positive Pol. In dem Becher befinden sich die positiven Elektroden aus Nickelhydroxid und Graphit sowie die negative Elektrode aus Kadmiumoxid, beides in Tablettenform. Die Elektroden sind mit Elektrolyt getränkt, sie werden durch einen feinporigen Scheider getrennt und sind in einem Körbchen aus Nickeldrahtgewebe eingepreßt. Das Zellengefäß wird von einem Deckel, dem negativen Pol, und einem isolierenden Dichtungsring abgeschlossen. Der gasdichte NK-Akkumulator entspricht in der Funktion dem Nickel-Kadmium-Akkumulator. Der Unterschied besteht darin, daß der gasdichte NK-Akkumulator ein in sich abgeschlossenes System darstellt.

Der gasdichte NK-Akkumulator darf nicht geöffnet und es darf kein Elektrolyt nachgefüllt werden.

Die Wartung besteht nur im Ladevorgang, eventuell in der Säuberung der Kontaktstellen. Verschiedene Zellentypen sind mit Lötösen versehen. Es darf nur an diesen Lötösen gelötet werden. In die Zellen bzw.

Tabelle 5.2. Daten von gasdichten NK-Akkumulatoren; Knopfzellen, Rundzellen und Batterien aus Knopfzellen

Kenn. Nr.	Bezeichnung nach TGL 22807	Masse in g	Nenn-Ampére-stunden-kapazität K_5 in Ah	Nenn-spannung in V	Nenn-entlade-strom I_5 in A	Entlade-schluß-spannung 5 h in V	Nenn-lade-strom 14 h $0{,}5 \cdot I_5$ in mA	max. Höhe in mm	Maße Durch-messer in mm
9170.1	A 0,050 Ah	3,5	0,050	1,2	0,010	1,0	0,005	6,2	15,7
9170.3	A 0,225 Ah	11	0,225	1,2	0,045	1,0	0,022,5	8,9	25,3
9170.3/1*	A 0,225 Ah-s	11	0,225	1,2	0,045	1,0	0,022,5	8,9	25,3
9170.4	A 0,450 Ah	30	0,450	1,2	0,090	1,0	0,045	7,2	43,3
9170.7/1*	A 0,500 Ah-s	23	0,500	1,2	0,100	1,0	0,050	9,8	34,6
9170.5	B 3 Ah	145	3,000	1,2	0,600	1,0	0,300	6,3	33,5
9180.3.2	A 2,4 V 0,225 Ah	30	0,225	2,4	0,045	2,0	0,022,5	18,5	26,5
9180.3.5	A 6,0 V 0,225 Ah	70	0,225	6,0	0,045	5,0	0,022,5	45,5	26,5
9180.3/1.6*	A 7,2 V 0,225 Ah-s	82	0,225	7,2	0,045	6,0	0,022,5	54,5	26,5
9131.4	B 4,8 V 0,450 Ah	130	0,450	4,8	0,090	4,0	0,045	32,0	45,0
9180.4.5	B 6,0 V 0,450 Ah	160	0,450	6,0	0,090	5,0	0,045	40,0	45,0 – 28,85 Mark
9180.7/1.3*	A 3,6 V 0,500 Ah-s	75	0,500	3,6	0,100	3,0	0,050	30,0	36,3

* für Starkentladung Hersteller: Kombinat VEB *Galvanische Elemente*
Betrieb Zwickau
95 Zwickau

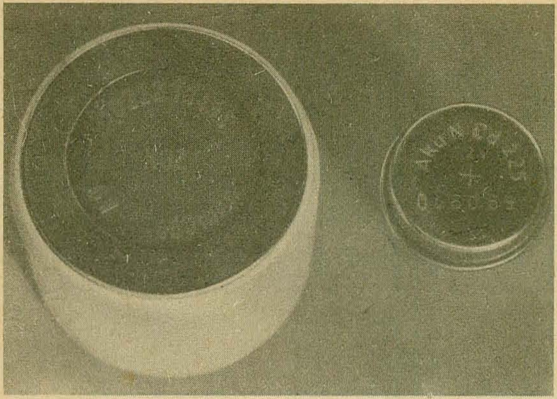


Bild 5.7
Gasdichte NK-Akkumulatoren; NK-Knopfzelle 1,2 V/225 mAh (rechts) und NK-Batterie aus Knopfzellen 6 V/450 mAh (links)

Batterien ist das Herstellungsdatum mit Monats- und Jahreszahl eingeprägt. Eine Anzahl gasdichter NK-Akkumulatoren stimmt in der äußeren Form und den Abmessungen mit Primärelementen überein. Auf diese Weise besteht eine Austauschmöglichkeit, ohne das Fernsteuergerät elektrisch oder konstruktiv ändern zu müssen.

Typenübersicht gebräuchlicher gasdichter NK-Akkumulatoren

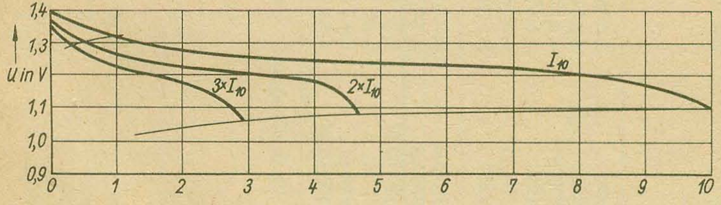
Gasdichte NK-Akkumulatoren werden in folgenden Ausführungsformen hergestellt (Bild 5.7): Prismatische Zellen, Batterien aus prismatischen Zellen, Knopfzellen und Rundzellen, Batterien aus Knopfzellen. Der Fernsteueramateur wird in der Hauptsache die Batterien aus Knopfzellen und bei höherem Kapazitätsbedarf noch die Rundzellen in seinen Geräten einsetzen. Daher sind die wichtigsten technischen Daten dieser NK-Akkumulatoren in Tabelle 5.2. zusammengefaßt.

Elektrische Parameter und Betriebsverhalten der gasdichten NK-Akkumulatoren

Klemmenspannung

Das Verhalten der Klemmenspannung bei der Entladung ist in Bild 5.8 dargestellt. Die Klemmenspannung schwankt bei der Entladung mit I_{10} nur um 0,2 V je Zelle. Als Entladeschlußspannung wird je nach Hersteller 1,1 V je Zelle oder 1,0 V je Zelle angegeben. Dieser Wert sollte auf keinen Fall unterschritten werden, damit keine bleibenden Schädigungen an den Zellen eintreten (Umpolung, Kapazitätsminderung). Die Entladespannung wird immer unter Last gemessen. Damit erhält man durch eine Kontrollmessung

Bild 5.8
Zeitlicher Verlauf der Entladespannung einer vollgeladenen NK-Knopfzelle (450 mAh) beim Entladen mit I_{10}, $2 \cdot I_{10}$ und $3 \cdot I_{10}$



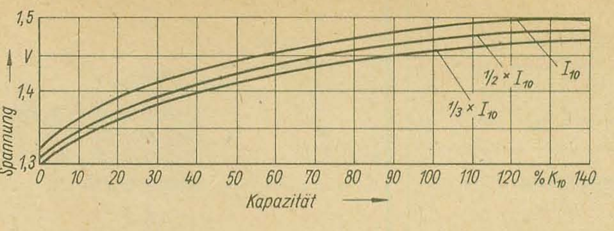


Bild 5.9
Zeitlicher Verlauf der Ladespannung einer NK-Knopfzelle (450 mAh) bei Konstantstromladung mit I_{10}, $\frac{1}{2} \cdot I_{10}$ und $\frac{1}{3} \cdot I_{10}$.
Ladezeit dabei $I_{10} = 14$ h, $\frac{1}{2} \cdot I_{10} = 28$ h und $\frac{1}{3} \cdot I_{10} = 42$ h

bei Vergleich mit der Kennlinie Auskunft über den Ladezustand der Akkumulatoren. Ohne Schädigung können die normalen Zellen mit einem Dauerentladestrom von $2 \cdot I_{10}$ und die Zellen für Starkentladung mit einem Dauerentladestrom von $3{,}5 \cdot I_{10}$ belastet werden. Ist die Entladeschlußspannung von 1,1 V bzw. 1,0 V je Zelle erreicht, dann sollte man die Akkumulatoren möglichst bald nachladen. Aus den Kennlinien geht hervor, daß nur beim Laden mit I_{10}[8] eine Zellenspannung von 1,5 V erreicht wird (Bild 5.9). Lädt man den Akkumulator mit kleineren Strömen als I_{10}, so ist er bereits bei niedrigeren Spannungen auf seine Nennkapazität aufgeladen. Die Ladespannung darf immer nur bei fließendem Ladestrom gemessen werden. Damit sich die Zellen bei der Ladung nicht zu stark erwärmen (Gefahr der Aufbauchung), sollte man den Akkumulator immer mit einem konstanten Gleichstrom der Größe I_{10} laden. Konstantstromladungen mit kleinerer Stromstärke als I_{10} sind zulässig, sie erfordern nur eine entsprechend längere Ladezeit bis zur Ladung auf Nennkapazität. Die Ladung ist bei Erreichen der Ladeschlußspannung (s. Diagramm) zu beenden, sonst besteht die Gefahr, daß Gas entsteht und damit Schäden an den Zellen auftreten.

Innenwiderstand

Genaue Angaben über Größe und Verhalten des Innenwiderstands der Zellen bei der Entladung können entsprechenden Kennlinienfeldern entnommen werden und sind – falls erforderlich – vom Hersteller zu erfahren. An dieser Stelle genügen folgende Hinweise: Der Gleichstromwiderstand kann näherungsweise nach

$$R_i = \frac{0{,}1}{K_{10}}, \qquad (74)$$

K_{10} in Ah, R_i in Ω,

berechnet werden. Bei der Entladung steigt der Gleichstrominnenwiderstand etwa auf den dreifachen Wert an. Die hochbelastbaren Zellen zeichnen sich durch besonders kleinen Gleichstrominnenwiderstand aus. Der Wechselstrominnenwiderstand des Akkumulators hängt vom Ladezustand und der Frequenz ab.

Kapazität

Bei gasdichten NK-Akkumulatoren wird meist die zehnstündige Kapazität als Nennkapazität K_{10} festgelegt und damit auch die zehnstündige Entladestromstärke als Nenn-Entladestromstärke I_{10}

$$\frac{1}{10\,\mathrm{h}} \cdot K_{10} = I_{10} \qquad (75)$$

definiert.

Manche Hersteller geben analog dazu eine Nennkapazität K_5 an, die

---

[8] I_{10} s. a. Gleichung (75)

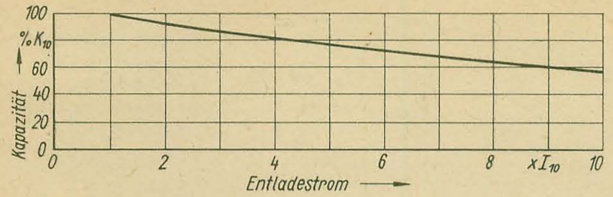


Bild 5.10
Kapazität einer Knopfzelle (450 mAh) in Abhängigkeit von der Entladestromstärke

sich auf die fünfstündige Entladestromstärke I_5 als Nenn-Entladestromstärke bezieht. Wird die Nenn-Entladestromstärke I_{10} bzw. I_5 überschritten, dann kann dem Akkumulator nicht mehr die volle Kapazität entnommen werden. Bei $7 \cdot I_{10}$ gibt der Akkumulator nur noch 50 % seiner Nennkapazität ab (Bild 5.10). Einen wesentlichen Einfluß auf die Kapazität der gasdichten NK-Akkumulatoren hat die Betriebstemperatur. Gasdichte NK-Akkumulatoren erreichen bei Abweichungen von der Normaltemperatur (20 °C) nicht ihre volle Kapazität. Wird der Akkumulator öfter bei zu hohen Temperaturen betrieben, so ist mit bleibendem Kapazitätsverlust zu rechnen. Durch nachfolgenden Betrieb bei niedrigen Betriebstemperaturen ist dieser reversibel. Kapazitätsmindernd wirkt sich auch die Nichteinhaltung der Ladevorschriften aus. So wie es nicht ratsam ist, den Akkumulator zu »überladen« – soll man ihn auch nicht »unterladen«. Beides führt auf die Dauer zu Kapazitätsverlusten. Zu beachten ist dabei unbedingt, daß der Ladefaktor des gasdichten NK-Akkumulators 1,4 beträgt, d. h., es müssen 140 % der zuvor entnommenen 100 % elektrischer Energie wieder »eingeladen« werden. Damit ergibt sich ein Amperestunden-Wirkungsgrad von 71,4 % für den gasdichten NK-Akkumulator.

Wartung und Behandlung
Gasdichte NK-Akkumulatoren sind denkbar anspruchslos. Es ist nur darauf zu achten, daß die Zellen keiner Feuchtigkeit oder starken Temperaturschwankungen ausgesetzt sind, um ungewollte Entladungen durch Kriechströme und eventuell durch Korrosion zu vermeiden. Ferner müssen die Lade- und Entladevorschriften genau eingehalten werden. Der Hersteller Kombinat VEB *Galvanische Elemente*, Werk Zwickau, gibt dazu folgende Hinweise (Auszüge aus dem Prospekt des Kombinats VEB *Galvanische Elemente*, Werk Zwickau):

Laden
Das Laden der gasdichten NK-Akkumulatoren ist mit konstantem Strom durchzuführen. Es kann nur mit Gleichstrom geladen werden. Die Ladeschlußspannung liegt bei etwa 1,5 V je Zelle. Der Nennladestrom $0{,}5 \cdot I_5$ soll zu Beginn ein Maximum von $0{,}55 \cdot I_5$ nicht überschreiten. Der Ladefaktor der gasdichten NK-Akkumulatoren beträgt 1,4, d. h., es ist jeweils das 1,4fache der entnommenen Kapazität wieder einzuladen. Überladen ist zu vermeiden. Es schadet der Lebensdauer der gasdichten Akkumulatoren. Das Laden mit Konstantspannung ist ebenfalls zu vermeiden. Wird für den Akkumulator eine dauernde Einsatzbereitschaft gefordert, so kann die Erhaltungsladung durchgeführt werden. Dafür beträgt der maximal zulässige Strom $0{,}01 \cdot I_5$. Der Temperaturbereich für das Laden beträgt + 15 °C bis + 35 °C, doch ist die günstigste Ladetemperatur von + 20 °C zu empfehlen.

Entladen

Der Nennentladestrom beträgt I_5. Auf ihn baut sich die Nennkapazität auf. Es gibt Einsatzgebiete, bei denen sich der Nennentladestrom nicht einhalten läßt. Jedoch soll bei Dauerentladung der maximale Entladestrom von $2{,}5 \cdot I_5$ nicht überschritten werden. Bei kurzzeitiger Entladung ist wegen des maximalen Entladestroms Rückfrage beim Hersteller notwendig. Beim Entladen muß man darauf achten, daß die Entladeschlußspannung nicht unterschritten wird. Bei Entladung mit größeren Strömen als dem Nennentladestrom verringert sich die Kapazität der Akkumulatoren. Die nutzbare Kapazität bei Entladung mit $2{,}5 \cdot I_5$ beträgt etwa 70 % der Nennkapazität (K_5). Auch für das Entladen ist ein Temperaturbereich festgelegt. Dieser liegt in den Grenzen von −20 °C bis +35 °C. Bei −20 °C beträgt die nutzbare Kapazität beim Entladen mit I_5 etwa 30 % und bei +35 °C etwa 90 % der Nennkapazität. Außerhalb dieses Temperaturbereichs sind die gasdichten Akkumulatoren nicht funktionsfähig; jedoch treten bei Temperaturen unter −20 °C größere, nicht im voraus bestimmbare Kapazitätsschwankungen auf, und bei häufiger Entladung über +35 °C verringert sich die Lebensdauer.

Lagerung

Die Akkumulatoren dürfen nur im Temperaturbereich von −30 °C bis +40 °C gelagert werden. Es ist darauf zu achten, daß nach Möglichkeit ein trockener und kühler Raum zur Verfügung steht. Gasdichte Akkumulatoren, die geladen vom Hersteller geliefert werden bzw. bereits im Einsatz waren, kann man im geladenen Zustand lagern. Da auch der gasdichte Akkumulator wie jedes galvanische Element der Selbstentladung unterliegt, ist nach einer halbjährigen Lagerzeit eine Normalladung (14 Stunden mit $0{,}5 \cdot I_5$ bzw. nach vierteljähriger Lagerung eine siebenstündige Ladung mit $0{,}5 \cdot I_5$) durchzuführen.

Reihenschaltung

Einzelzellen können in Reihenschaltung bis 12 V geschaltet werden. Der maximale Entladestrom für 12-V-Batterien beträgt I_5. Größere Spannungen sind nach Möglichkeit zu vermeiden. Während bei einer neuen Batterie alle Zellen eine fast gleiche Charakteristik zeigen, können nach einer unbestimmten Zeit einzelne Zellen in ihrer Kapazität nachlassen. Bis zu 12-V-Batterien läßt sich die vorzeitige Entladung einer Zelle durch Messen an der Gesamtspannung feststellen. Das wird bei höheren Spannungen nicht mehr der Fall sein, da bei NK-Zellen keine konstante Spannung vorhanden ist, sondern diese in den Grenzen von 1,35 V bis 1,1 V je nach Belastung und Entladezeit schwankt. Die einzelne Zelle wird bei vollständiger Entladung der Batterie tiefentladen und nimmt eine umgekehrte Spannung an (Umpolung). Die Umpolung ist mit einer der Batterie-Entladestromstärke proportionalen Gasentwicklungsintensität verbunden, die in ungünstigen Fällen zu einer Aufbauchung der Zellen führen kann. Wird in Einzelfällen eine größere Spannung als 12 V notwendig, sind bestimmte Sicherheitsvorkehrungen zu treffen, um die abgefallenen Zellen zu erkennen und auszusondern.

Parallelschaltung

Parallelschaltungen sind grundsätzlich zu vermeiden. Ist in besonderen Anwendungsfällen eine Parallelschaltung erforderlich, so dürfen nur Akkumulatoren eines Typs parallelgeschaltet werden. Weiterhin sind nur Akkumulatoren mit gleichem Herstellungsdatum und mit gleichen Kenndaten wie Innenwiderstand und Ladeschlußspannung zu verwenden. Daher ist auch das Zusammenschalten von neuwertigen mit gebrauchten Akkumulatoren zu unterlassen. Beim Zusammenschalten muß auf kürzeste Verbindungsleitungen mit geringstem Widerstand geachtet und die Zu- und Ableitung möglichst in der Mitte angeordnet werden. Parallelgeschaltete Akkumulatoren darf man nicht mit einem größeren Entladestrom als I_5 entladen.

5.2.2. Gasdichte Blei-Akkumulatoren

Allgemeines

Gasdichte Pb-Akkumulatoren werden in der DDR in den beiden Ausführungsformen 0,5 Ah und 0,25 Ah hergestellt (Bild 5.11). Der gasdichte Pb-Akkumulator zeichnet sich durch gute Gebrauchseigenschaften aus. Der Zellenaufbau entspricht dem eines normalen Pb-Akkumulators mit flüssigem Elektrolyten. Beim gasdichten Pb-Akkumulator wird der Elektrolyt durch Kaolin bzw. Kieselsäure eingedickt und der gesamte Zellenaufbau in ein geschweißtes Polyäthylengehäuse gasdicht eingeschlossen. Um die Einsatzfähigkeit dieses recht preiswerten Kleinakkumulators grob abschätzen zu können, seien zunächst seine Vor- und Nachteile genannt.

Vorteile:

– Beliebige Einbaulage

– Konstante Entladespannung

Die Klemmenspannung sinkt bei der Entladung nur ganz geringfügig, fast bis zur völligen Entladung nur um 0,1 V je Zelle ab.

– Gute Ladefähigkeit

Der Typ 2 V/0,5 Ah verfügt nach 25 Ladezyklen noch 50 % seiner Nennkapazität, während der Akkumulatortyp 2 V/0,25 Ah wesentlich mehr Ladezyklen ermöglicht. Nach 100 Zyklen stehen bei ihm noch 80 % seiner Nennkapazität zur Verfügung. Vorausgesetzt wird die Einhaltung der Pflege- und Behandlungsvorschriften.

– Kein auslaufender Elektrolyt – gasdicht

Der gasdichte Pb-Akkumulator ist in der Weise aufgebaut, daß bei richtiger Behandlung kein Elektrolyt auslaufen kann und keine korrosionsfördernden Dämpfe auftreten.

– Geringer Wartungsaufwand

Die Wartung beschränkt sich nur auf die Einhaltung des Ladestroms und der Ladezeit.

– Lange Lagerfähigkeit

Die gasdichten Pb-Akkumulatoren zeichnen sich durch besonders geringe Selbstentladung aus. Bei normaler Lagerung (trocken, 20 °C) ist die verfügbare Kapazität nach 16 Monaten nur auf 50 % der Nennkapazität gesunken. Die gasdichten Pb-Akkumulatoren eig-

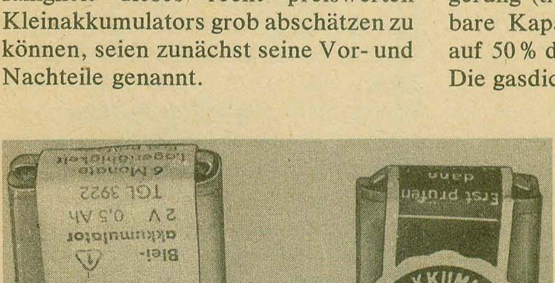


Bild 5.11
Gasdichte Pb-Akkumulatorzellen; a – 2 V/500 mAh (links), b – 2 V/250 mAh (rechts)

nen sich daher besonders für Anwendungen mit geringem oder gelegentlichem Strombedarf.

- Hohe Belastbarkeit

Größere Entladeströme als I_{10} bringen zwar einen Kapazitätsverlust, aber keine Schädigung der Zellen.

- Hohe Wirtschaftlichkeit

Nachteile:

- Relativ hohes Gewicht
- Geringe mechanische Festigkeit und Schüttelempfindlichkeit. Gefährdet sind dadurch besonders mit Verbrennungsmotor angetriebene Flug- und Schiffsmodelle.

Der gasdichte Pb-Akkumulator entspricht in der Funktion dem bekannten Pb-Akkumulator. Der gasdichte Pb-Akkumulator stellt ein in sich abgeschlossenes System dar, er darf **nicht** geöffnet und es darf kein Elektrolyt nachgefüllt werden.

Elektrische Parameter und Betriebsverhalten der gasdichten Pb-Akkumulatoren

Klemmenspannung

Die Entladekurve für I_{10} (Bild 5.12) läßt erkennen, daß die Klemmenspannung über einen weiten Arbeitsbereich annähernd konstant bleibt. Das ist ein wesentlicher Vorzug des gasdichten Pb-Akkumulators. Um auch die Bereiche der Starkentladung übersichtlich darstellen zu können, ist die Zeitachse logarithmisch geteilt worden. Bis zu $10 \cdot I_{10}$ kann der Akkumulator zwar

Tabelle 5.3. Daten gasdichter Pb-Kleinstakkumulatoren

Typ	Masse in g	Nennkapazität K_{10} in Ah	Nennspannung in V	Nennentladestrom I_{10} in mA	Entladeschlußspannung in V	Ladeschlußspannung in V	Nennladestrom 20 h I_{10} in mA	Abmessungen l × b × h in mm
2 V/0,5 Ah	38	0,5	2	50	1,8	2,3	50	34 × 13 × 43
2 V/0,25 Ah	25	0,25	2	25	1,8	2,3	25	28 × 10 × 36

Hersteller: VEB *Elektrotechnische Fabrik,*
64 Sonneberg, Cuno-Hoffmeister-Str. 5

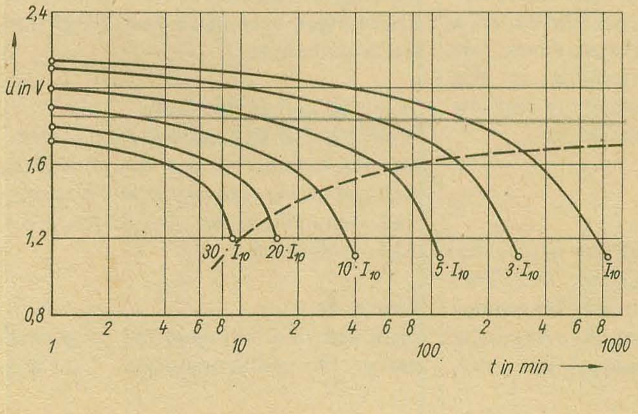


Bild 5.12
Zeitlicher Verlauf der Entladespannung einer Pb-Zelle (2 V/250 mAh) beim Entladen mit unterschiedlicher Belastung ($30 \cdot I_{10}$ bis I_{10})

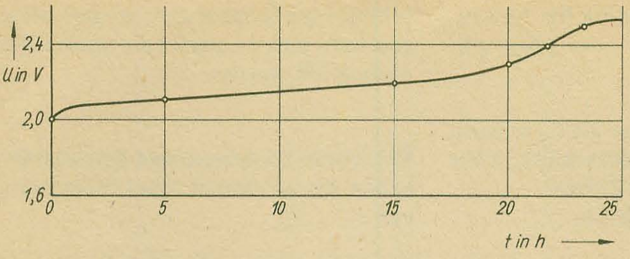


Bild 5.13
Verlauf der Ladespannung einer Pb-Zelle (2 V/250 mAh) bei Konstantstromladung mit I_{10}

unter Kapazitätseinbuße, aber ohne Schädigung der Zelle belastet werden. In dieser Eigenschaft übertrifft der gasdichte Pb-Akkumulator den gasdichten NK-Akkumulator beträchtlich. Die Entladeschlußspannung je Zelle beträgt 1,8 V. Die Lebensdauer der Zelle erhöht sich wesentlich, wenn der Akkumulator vor dem Erreichen der Entladeschlußspannung neu geladen wird. Der Zellentyp 2 V/0,25 Ah ist gegen Tiefentladung relativ unempfindlich. Nach einigen Ladezyklen erreicht er seine Nennkapazität wieder. Die Messung der Klemmenspannung unter Last gibt im Vergleich mit dem Diagramm in Bild 5.13 Aufschluß über den Ladezustand des Akkumulators. Wesentlich für eine hohe Lebensdauer der gasdichten Pb-Akkumulatoren ist die genaue Einhaltung der Ladevorschrift. Bei der Aufladung ändert sich die Klemmenspannung nach dem Diagramm in Bild 5.13. Die Aufladung ist mit I_{10} durchzuführen und unterhalb der Zersetzungsspannung, die bei etwa 2,3 V je Zelle liegt, abzubrechen. Die eintretende Gasentwicklung in der Zelle führt zur Aufbauchung und zur Zerstörung des Akkumulators.

Innenwiderstand

Über den Innenwiderstand macht der Hersteller keine Angaben. Der Vergleich des gasdichten Pb-Akkumulators mit dem gasdichten NK-Akkumulator bei Starkentladung läßt den Schluß zu, daß der Innenwiderstand des Pb-Akkumulators kleiner ist und ein günstigeres Verhalten zeigt als der des NK-Akkumulators.

Kapazität

Bei gasdichten Pb-Akkumulatoren wird ebenfalls die zehnstündige Kapazität als Nennkapazität K_{10} festgelegt und damit auch die zehnstündige Entladestromstärke als Nenn-Entladestromstärke I_{10}. Der Zusammenhang zwischen Entladestromstärke und Kapazität ist im Diagramm in Bild 5.14 dargestellt. Daraus geht hervor, daß eine Zelle selbst bei Belastung mit $10 \cdot I_{10}$ noch 50 % der Nennkapazität abgibt. Wesentlichen Einfluß auf die Kapazität hat ferner die Betriebstemperatur. Im Bereich niedriger Temperaturen erreichen gasdichte Pb-Akkumulatoren noch befriedigende Kapazitätswerte. Bei −20 °C stehen noch etwa 50 % der Nennkapazität zur Verfügung. Höhere Betriebstemperaturen als 20 °C beschleunigen besonders den Prozeß der Selbstentladung.

Wartung und Behandlung

Wartung und Behandlung der gasdichten Pb-Akkumulatoren unterscheiden sich nur unwesentlich von der Wartung und Behandlung der gasdichten NK-Akkumulatoren.

Lagerung

Man soll den Akkumulator möglichst unter Normalbedingungen (trocken

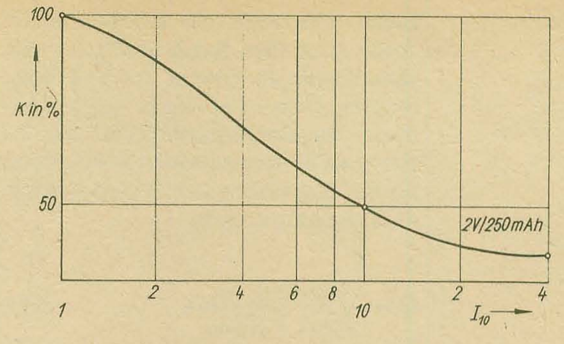


Bild 5.14
Kapazität einer Pb-Zelle (2 V/250 mAh) in Anhängigkeit von der Entladestromstärke

und kühl) lagern. Gasdichte Pb-Akkumulatoren werden geladen vom Hersteller geliefert. Um die Selbstentladung auszugleichen, ist nach einjähriger Lagerzeit eine zehnstündige Normalladung mit I_{10} durchzuführen.

Reihen- und Parallelschaltung
Dazu gibt der Hersteller nur den Hinweis, daß eine Reihen- und Parallelschaltung in begrenztem Umfang möglich ist.

Laden
Das Laden der gasdichten Pb-Akkumulatoren ist mit konstantem Gleichstrom durchzuführen. Die Ladeschlußspannung liegt bei etwa 2,3 V je Zelle.

Der Nennladestrom beträgt I_{10}. Der Ladefaktor des gasdichten Pb-Akkumulators beträgt 2,0, d. h., es ist das Zweifache der entnommenen Kapazität wieder »einzuladen«. Überladen muß auf jeden Fall vermieden werden. Es führt zur Zerstörung der Zellen.

Entladen
Der Nennentladestrom beträgt I_{10}. Jedoch soll bei Dauerentladung der maximale Entladestrom von $10 \cdot I_{10}$ nicht überschritten werden. Beim Entladen ist darauf zu achten, daß die Entladeschlußspannung von 1,8 V je Zelle nicht unterschritten wird. Bei Entladung mit größeren Strömen als dem Nennentladestrom verringert sich die Kapazität der Akkumulatoren. Beim Entladen sollte der Temperaturbereich von +20 °C bis +35 °C eingehalten werden. Häufige Entladung bei Temperaturen über +35 °C führt zur Verringerung der Lebensdauer.

5.3. Stabilisierungsschaltungen

5.3.1. Spannungsstabilisierung

Die NF-kodierten Fernsteueranlagen erreichen in der Regel mit nichtstabilisierten Betriebsspannungen noch eine zufriedenstellende Betriebssicherheit. Bei den digitalkodierten Fernsteueranlagen ist dagegen für eine ausreichende Betriebssicherheit und exakte Steuerfunktion die Stabilisierung der Betriebsspannung für bestimmte Baugruppen Voraussetzung. Bei den digitalkodierten Proportionalanlagen werden der Impulsteil des Senders und der HF- sowie ZF-Teil des Empfängers mit einer stabilisierten Spannung versorgt. Digitalanlagen sind in der Regel mit NK-Akkumulatoren bestückt, also brauchen nur relativ geringe Span-

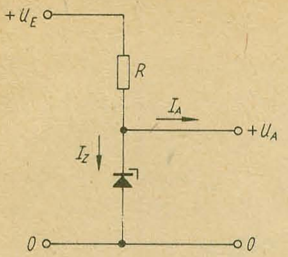


Bild 5.15
Z-Dioden-Grundschaltung

nungsschwankungen ausgeglichen zu werden. Dadurch führen bereits einfache Stabilisierungsmaßnahmen zu gutem Erfolg. Die einfachste Stabilisierungsschaltung besteht aus der Reihenschaltung eines Widerstands mit einer Z-Diode (Bild 5.15). Sie wird an die veränderliche Eingangsspannung U_E angeschlossen. Die stabilisierte Ausgangsspannung U_A greift man parallel zur Z-Diode ab. Wenn der Laststrom I_A kleiner wird, steigt der Strom I_Z durch die Z-Diode nahezu um den gleichen Betrag an, so daß die Ausgangsspannung etwa konstant bleibt. Nimmt die Eingangsspannung zu, dann steigt I_Z so weit an, daß der am Vorwiderstand zusätzlich erzeugte Spannungsabfall die Zunahme der Eingangsspannung ausgleicht. Als Stabilisierungsfaktor S wird das Verhältnis von relativer Eingangsspannungsänderung zu relativer Ausgangsspannungsänderung definiert:

$$S = \frac{\dfrac{\Delta U_E}{U_E}}{\dfrac{\Delta U_A}{U_A}}. \qquad (76)$$

Bei hinreichend großem Vorwiderstand R ist

$$S \approx \frac{R}{r_Z} \cdot \frac{U_A}{U_E}. \qquad (77)$$

Damit einerseits die Z-Diode nicht durch zu großen Strom gefährdet und andererseits die Grenze des Stabilisierungsbereichs bei dem minimalen Strom im Durchbruchsgebiet der Z-Diode nicht unterschritten wird, gelten für die Bemessung des Widerstands R die folgenden Regeln:

$$R > \frac{U_{\text{Emax}} - U_A}{I_{\text{Zmax}} + I_{\text{Amin}}}, \qquad (78)$$

$$R < \frac{U_{\text{Emin}} - U_A}{I_{\text{Zmin}} + I_{\text{Amax}}}. \qquad (79)$$

I_{Zmax} ist der im Datenblatt angegebene höchstzulässige Wert. Für I_{Zmin} sollten 5 bis 10% von I_{Zmax} eingesetzt werden. Bei der Auswahl einer geeigneten Z-Diode muß man auf die zulässige Verlustleistung achten. Es ist dabei nachteilig, die Verlustleistung bis zur äußersten Grenze auszunutzen, da bei größeren Strömen eine stärkere Erwärmung der Z-Diode auftritt und sich infolgedessen deren Temperaturgang (Änderung der Durchbruchspannung) ungünstig bemerkbar macht. Für eine gute Stabilisierung sollte als Eingangsspannung möglichst der zweifache Wert der Ausgangsspannung gewählt werden.

Berechnungsbeispiel:
Für den Impulsteil eines Senders muß eine möglichst konstante Betriebsspannung bereitgestellt werden. Der Impulsteil nimmt bei einer Klemmenspannung von 8 V einen Strom von 10 mA auf. Als Eingangsspannung steht $U_{\text{Emax}} = 14$ V und $U_{\text{Emin}} = 11$ V zur Verfügung. Ausgewählt wird die Z-Diode *SZX 18/8,2* mit den Daten $U_Z = 8{,}2$ V, $P_{\text{Vmax}} = 250$ mW.
Damit ergibt sich:

$$R_{\min} = \frac{14\,\mathrm{V} - 8{,}2\,\mathrm{V}}{25\,\mathrm{mA} + 10\,\mathrm{mA}} = 166\,\Omega,$$

$$R_{\max} = \frac{11\,\mathrm{V} - 8{,}2\,\mathrm{V}}{2{,}5\,\mathrm{mA} + 10\,\mathrm{mA}} = 465\,\Omega.$$

Der Widerstand R erhält den Wert $R = 430\,\Omega$.

Zur Kontrolle berechnet man noch die Verlustleistung für die Z-Diode nach:

$$P_{\mathrm{V}} = U_{\mathrm{A}} \cdot \left(\frac{U_{\mathrm{Emax}} - U_{\mathrm{A}}}{R} - I_{\mathrm{Amin}} \right), \tag{80}$$

$$P_{\mathrm{V}} = 8{,}2\,\mathrm{V} \cdot \left(\frac{14\,\mathrm{V} - 8{,}2\,\mathrm{V}}{430\,\Omega} - 10\,\mathrm{mA} \right),$$

$$P_{\mathrm{V}} = 28{,}7\,\mathrm{mW}.$$

Die Z-Diode ist also mit Sicherheit nicht überlastet. Die Ausgangsleistung einer Stabilisierungsschaltung mit Z-Diode (Parallel-Stabilisierung) kann dadurch erhöht werden, daß ein Transistor mit seiner Basis an die von der Z-Diode stabilisierte Spannung gelegt und die Ausgangsspannung am Emitter des Transistors abgegriffen wird (Bild 5.16). Den Stabilisierungsfaktor bestimmt man wie bei der Parallel-Stabilisierung durch das Verhältnis R_1/r_Z. Der Widerstand R_2 dient nur dazu, die Verlustleistung im Transistor herabzusetzen. Er kann also auch entfallen. Als Ausgangsspannung erhält man die Z-Spannung, vermindert um die Schwellspannung des Transistors. Die Schaltung ist in ihrer Dimensionierung zur Stabilisierung der Betriebsspannung des Impulsteils eines Proportionalsenders geeignet.

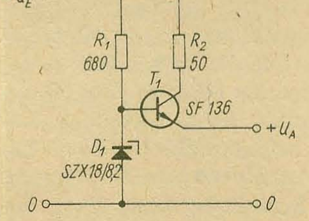


Bild 5.16
Serienstabilisierung mit Transistor und Z-Diode

5.3.2. Schutzschaltung für Trockenakkumulatoren

Die Lebensdauer von Trockenakkumulatoren läßt sich wesentlich erhöhen, wenn Tiefentladungen und anschließende längere Lagerungen vermieden werden. Die Elektronik bietet einfache Möglichkeiten, die Tiefentladung von Trockenakkumulatoren zu verhindern. Der geringe Mehraufwand einer solchen Schaltung (Bild 5.17) für die Fernsteueranlage amortisiert sich sehr bald, bedenkt man, was ein kompletter Akkumulatorsatz kostet. Ein Pb-Trockenakkumulator soll bei der Zellenspannung von 1,8 V und der NK-Akkumulator bei der Zellenspannung von 1,1 V neu geladen werden. Ist die Akkumulatorspannung größer als die Summe aus der Z-Spannung U_Z von D_1 und der Basis-Emitter-Spannung von T_2, so fließt über R_1 und D_1 ein

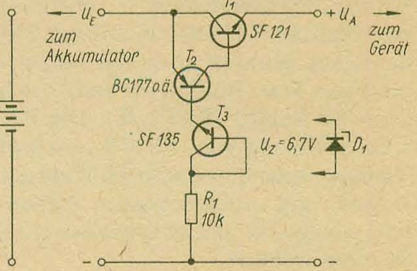


Bild 5.17
Tiefentladungsschutzschaltung für Trockenakkumulatoren

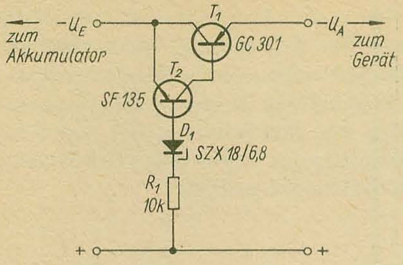


Bild 5.18
Komplementäre Schaltung (Tiefentladungsschutz) zur Schaltung nach Bild 5.17

Basisstrom, der T_2 durchsteuert. Leitet T_2, fließt ebenfalls bei T_1 der Basisstrom. Demzufolge wird auch T_1 leitend, und die Akkumulatorspannung liegt am Ausgang an, vermindert nur um die Restspannung $U_{CE\text{rest}}$ von T_1. Ist die Akkumulatorspannung kleiner als die Summe von U_Z und U_{BE2}, so fließt bei T_2 nur noch der Sperrstrom der Z-Diode als Basisstrom (einige nA); demzufolge sperrt T_2 und auch T_1. Selbst bei Kurzschluß am Ausgang kann nur der Sperrstrom von T_1 fließen. Damit der Spannungsabfall über dem Serientransistor T_1 klein bleibt, sollte T_1 ein Ge-Typ sein. Für T_2 eignet sich fast jeder Si-pnp-Transistor. Die Z-Diode kann durch einen billigeren Si-Transistor T'_3 ersetzt werden, da der Verlauf von dessen Basis-Emitter-Diodenkennlinie ebenfalls eine typische Z-Charakteristik hat. Die Schaltung arbeitet auch mit komplementären Transistoren, nur ändert sich dann die Polung (Bild 5.18). Die Abschaltspannung wird für die jeweilige Klemmenspannung durch die Wahl der Z-Diode mit entsprechender Z-Spannung eingestellt und ist damit in weiten Grenzen wählbar.

5.4. Ladegeräte

Aus Gründen der Wirtschaftlichkeit wird man in Fernsteueranlagen, die einen relativ hohen Leistungsbedarf haben und größere Betriebsstundenzahlen erreichen sollen, wiederaufladbare Stromquellen vorsehen. Dazu eignet sich der NK-Akkumulator wegen seiner elektrischen Eigenschaften und des hohen Gebrauchswertes am besten. Die Bedeutung einer richtigen Ladung für den NK-Akkumulator ist schon erwähnt worden. Richtige Ladung bedeutet für den NK-Akkumulator, Ladung mit möglichst konstantem Strom (I_{10}) bis zum Erreichen der vollen Kapazität. Der NK-Akkumulator ist empfindlich gegen Über- und Unterladung. Vergleicht man die Kennlinien gemäß Bild 5.8 und Bild 5.9, so kann folgendes festgestellt werden: Bei der Aufladung ändert sich die Klemmenspannung gegen Ende des Ladevorgangs nur noch sehr geringfügig. In den letzten 3,5 Stunden, also im letzten Viertel des Ladevorgangs, steigt die Klemmenspannung nur noch um etwa 0,02 V je Zelle an. Bei der Entladung mit I_{10} dagegen sinkt die Klemmenspannung allein in der ersten Stunde, also im ersten Zehntel des Entladevorgangs um etwa 0,1 V je Zelle. Aus dem Vergleich beider Werte geht hervor, daß sich der Ladezustand eines NK-Akkumulators mit einfachen Mitteln wesentlich leichter aus dem Entladezustand bestimmen läßt, da dann eine leichter meßbare bzw. größere Spannungsdifferenz benutzt werden kann. Für die Anwendung einfacher Ladegeräte benötigt man die genaue Kenntnis des Ladezustands, um damit die erforderliche Ladezeit festzulegen. Ausgehend von der oben genannten Schlußfolgerung, wird der Ladezustand durch eine Klemmenspannungsmessung unter Last ($2 \cdot I_{10}$)

Tabelle 5.4. Kennwerte der Klemmenspannung von Batterien aus gasdichten NK-Knopfzellen zur Beurteilung des Ladezustands

Einzuladende Kapazität	Erforderliche Ladezeit in h	Entladespannung je Zelle in V	Entladespannung			
			12-V-Batterie in V	6-V-Batterie in V	4,8-V-Batterie in V	2,4-V-Batterie in V
10%	1,5	1,30	13,0	6,50	5,20	2,60
20%	3,0	1,27	12,7	6,35	5,08	2,54
30%	4,5	1,25	12,5	6,25	5,00	2,50
40%	6,0	1,23	12,3	6,15	4,91	2,46
50%	7,5	1,21	12,1	6,05	4,84	2,42
60%	9,0	1,20	12,0	6,00	4,80	2,40
70%	10,5	1,19	11,9	5,95	4,76	2,38
80%	12,0	1,17	11,7	5,85	4,68	2,34
90%	13,0	1,10	11,0	5,50	4,40	2,20
100%	14,0	1,00	10,0	5,00	4,00	2,00

bestimmt. In Tabelle 5.4. kann dann sofort die erforderliche Ladezeit abgelesen werden. Die angegebenen Werte sind nur Richtwerte. Da sich die Entladecharakteristik der NK-Akkumulatoren in Abhängigkeit von Alter und Pflege ändert, sollte man in jedem Jahr einmal durch eine Kontrollentladung (NK-Akkumulator mit $2 \cdot I_{10}$ belasten und halbstündig die Klemmenspannung messen) des mit Nennkapazität geladenen Akkumulators überprüfen, ob die Tabelle noch mit der Charakteristik des Akkumulators übereinstimmt. Treten Abweichungen auf, wird die Tabelle entsprechend korrigiert.

5.4.1. Einfache Ladegeräte

Sollen mehrere Akkumulatoren gleichzeitig, jedoch unabhängig voneinander geladen werden, dann bietet sich die Schaltung nach Bild 5.19 an. Über den Transformator speist man den Gleichrichter in *Graetz*-Schaltung. Der Ladestrom fließt über die Glühlampen La_1 bis La_4 und wird auf diese Weise auf das höchstzulässige Maß von I_{10} begrenzt. Das Gerät ist damit kurzschlußfest und für das Laden von Akkumulatoren von 1,2 bis 12 V Klemmenspannung mit annähernd konstantem Strom I_{10} geeignet. Die Lampen bieten gleichzeitig die einfache Kontrollmöglichkeit des Ladevorgangs. Durch unabhängige Ladung der angeschlossenen Akkumulatoren kann man die Ladezeit der Akkumulatoren genau auf den jeweiligen Ladezustand abstimmen.

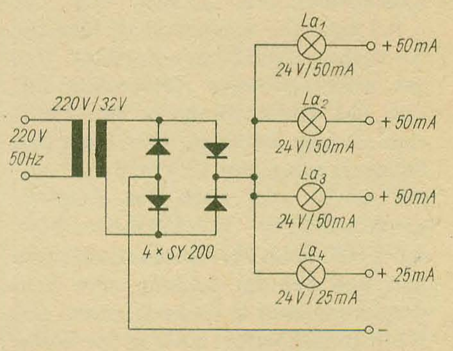


Bild 5.19
Einfaches Ladegerät mit Transformator

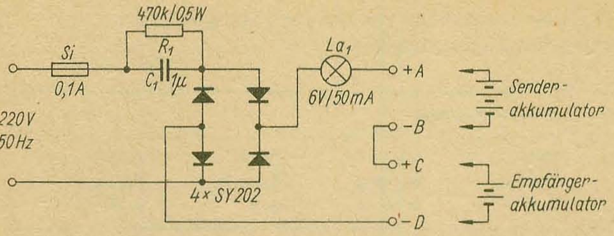
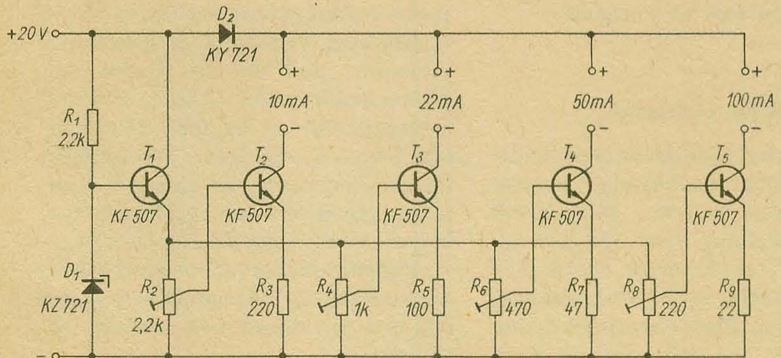

470k/0,5W
Si
R1
0,1A
C1
1µ
220V
50Hz
La1
+A
6V/50mA
-B
+C
4×SY202
-D
Sender-
akkumulator
Empfänger-
akkumulator

Bild 5.20
Einbauladegerät

Jede Version eines Ladegeräts hat Vor- und Nachteile. Das nachstehend beschriebene Ladegerät hat auf jeden Fall einen Vorzug – einfacher und billiger geht es kaum noch (Bild 5.20). Neben der Einfachheit der Schaltung sei ein weiterer Vorteil hervorgehoben. Bei wechselnder Ladespannung zwischen 4,0 V und 20 V ändert sich der Ladestrom von 25 mA nur um ± 0,2 mA. Das Ladegerät ist also für Konstantstromladungen geeignet. Wegen seiner geringen Abmessung läßt sich das Gerät direkt in den Fernsteuersender einbauen. Man kann den Senderakkumulator 12 V/450 mAh damit laden, aber auch den Empfängerakkumulator 6 V/450 mAh bzw. 4,8 V/450 mAh über Buchsen anschließen und bei der Ladung zum Senderakkumulator in Reihe schalten. Der Bedienungskomfort einer in der Weise ausgerüsteten Fernsteueranlage ist kaum noch zu überbieten. Auf einen Mangel des Ladegeräts sei besonders hingewiesen. Am Akkumulator liegt, abhängig von der Polung der Netzspannung (Phase oder Null), fast die gesamte Netzspannung von 220 V an. Um Personen nicht zu gefährden, muß besonders auf sachgerechten Aufbau und vorschriftsmäßige Isolation aller spannungsführenden Teile geachtet werden. Das Ladegerät ist netzseitig mit einer 100 mA Feinsicherung abgesichert. Die Glühlampe im Ladezweig dient als Ladeanzeige und zusätzliche Sicherung. Sollte aus irgendeinem Grund der durch den Akkumulator fließende Strom 50 mA übersteigen, brennt die Lampe durch. Der kostbare NK-Akkumulator ist damit doppelt geschützt. Wird nun der Senderakkumulator geladen, werden die Klemmen C – D kurzgeschlossen. Die Ladung muß bei Erreichen der La-

Bild 5.21
Konstantstromladegerät


+20V
D2
KY721
+
10mA
-
+
22mA
-
+
50mA
-
+
100mA
-
R1
2,2k
T1
KF507
T2
KF507
T3
KF507
T4
KF507
T5
KF507
D1
KZ721
R2
2,2k
R3
220
R4
1k
R5
100
R6
470
R7
47
R8
220
R9
22
-

deschlußspannung (1,48 V je Zelle) abgebrochen werden.

Die günstigste Ladeart für gasdichte Akkumulatoren ist die Konstantstromladung. Sie läßt sich mit relativ geringem Aufwand realisieren. Der Ausgangsstrom des Ladegeräts nach Bild 5.21 hängt nicht von den Schwankungen der Eingangsspannung und dem Widerstand des Verbrauchers ab. Der jeweilige Ladestrom durchfließt den zugehörigen Transistor und ruft am Emitterwiderstand einen Spannungsabfall hervor, der mit der über D_1 stabilisierten Spannung am Emitter von T_1 verglichen wird. Der jeweilige Transistor arbeitet damit als Regelverstärker. Mit dem zugehörigen Teilwiderstand im Emitterkreis von T_1 kann der gewünschte Ausgangsstrom eingestellt werden. Die Diode D_1 arbeitet als Sperrdiode bei falsch gepoltem Akkumulator und schützt damit die vorgeschalteten Transistoren vor dem Rückstrom und der Umpolung derselben, falls das Ladegerät vom Netz getrennt ist. Die Umpolung und Beschädigung des Akkumulators (bei Falschpolung!) bei eingeschaltetem Ladegerät wird durch D_2 nicht verhindert.

5.4.2. Automatisch abschaltendes Ladegerät

Unter Beachtung der für die Ladung von gasdichten Akkumulatoren aufgestellten Forderungen und der Überlegungen in Abschnitt 5.4. zur Feststellung des Ladezustands werden die Aufgaben für ein automatisch abschaltendes Ladegerät abgeleitet. Die Aufgabenstellung lautet damit: Das Ladegerät soll den Akkumulator mit I_{10} laden und bei Erreichen der Volladung selbsttätig (automatisch) abschalten. Die Volladung ist durch Spannungsmessung »unter Last« festzustellen. Mit den digitalen Elementarschaltungen läßt sich diese Aufgabenstellung in recht eleganter Weise lösen. Die allgemeine Funktionserläuterung erfolgt an Hand des Übersichtsschaltplans (Bild 5.22).

Der NK-Akkumulator wird an einen Umschalter (Relaiskontakt) angeschlossen, der den Akkumulator im Wechsel auf »Laden« und »Messen der Klemmenspannung unter Belastung« schaltet. Das eigentliche Abschalten bzw. Beenden des Ladevorgangs besorgt beim Erreichen der Ladeendspannung ein *Schmitt*-Trigger, der als Schwellwertschalter arbeitet. Die Taktimpulse für das Umschalten von »Laden« auf »Messen« und zurück liefert ein astabiler Multivibrator. Damit die Gesamtschaltung auch bei wechselnder Umgebungstemperatur und sinkender Eingangsspannung konstante Ladebedingungen gewährleistet, wird die Speisespannung durch einen stabilisierten Netzteil erzeugt. Das Gerät ist zur gleichzeitigen Ladung von Empfänger- und Senderakkumulator ausgelegt. Die Akkumulatoren können auch einzeln geladen werden.

Zur Funktionsweise der einzelnen Schaltungsgruppen seien noch einige Hinweise gegeben. Der Stromlaufplan des automatisch abschaltenden Ladegeräts ist in Bild 5.23 abgebildet.

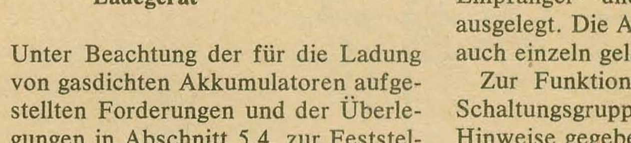


Bild 5.22
Übersichtsschaltplan des automatisch abschaltenden Ladegeräts

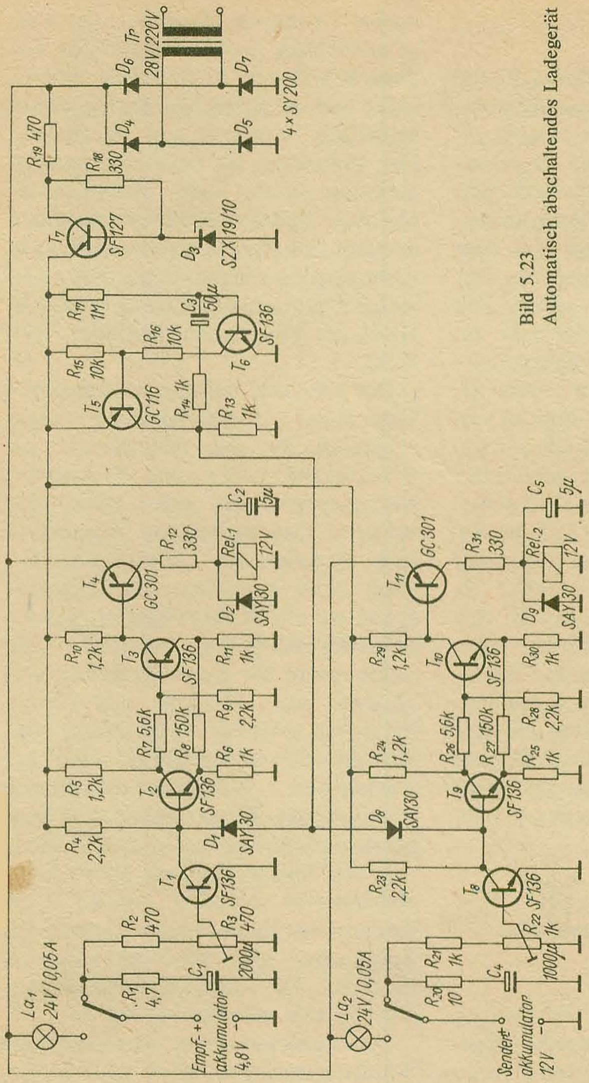

Tr
28V/220V
D6
D7
D4
D5
4 × SY200
R19 470
R18 330
T7
SF127
D3
SZX 19/10
R17 1M
C3 50µ
R15 10k
R16 10k
T5
GC116
T6
SF136
R14 1k
R13 1k
C2 5µ
R12 330
Rel.1 12V
T4
GC301
D2 SAY30
R10 1,2k
T3 SF136
R11 1k
R7 5,6k
R8 150k
R9 2,2k
R6 1k
R5 1,2k
T2 SF136
R4 2,2k
D1 SAY30
T1 SF136
R2 470
R3 470
R1 4,7
C1 2000µ
La1 24V/0,05A
Empf.- + akkumulator 4,8V −
C5 5µ
R31 330
Rel.2 12V
T11 GC301
D9 SAY30
R29 1,2k
T10 SF136
R30 1k
R26 5,6k
R27 150k
R28 2,2k
R24 1,2k
T9 SF136
R25 1k
D8 SAY30
R23 2,2k
T8 SF136
R22 1k
R21 1k
R20 10
C4 1000µ
La2 24V/0,05A
Sender+ akkumulator 12V −

Bild 5.23
Automatisch abschaltendes Ladegerät

Befinden sich die Relais im angezogenen Zustand (Arbeitsstellung), so werden der Empfängerakkumulator über La_1 und der Senderakkumulator über La_2 geladen. Die Belastung der NK-Akkumulatoren erfolgt über R_1, C_1 bzw. R_{20}, C_4 genau genommen kapazitiv. Man nutzt also den Ladestromstoß von C_1 bzw. C_4 zur Belastung der Akkumulatoren. Dieses Verfahren genügt den Anforderungen völlig und wird auch deswegen angewendet, damit sich die Akkumulatoren bei Beendigung des Ladevorgangs nicht wieder über R_1 bzw. R_{20} relativ schnell entladen. Die Entladung über die zu C_1 und C_4 parallelgeschalteten Spannungsteiler ist vernachlässigbar gering. Auf diese Weise hat man den sonst recht umständlichen Vorgang, das Abklemmen der NK-Akkumulatoren vom Ladegerät und das Messen der Klemmenspannung unter Last, ein Vorgang, der außerdem gegen Ende des Ladevorgangs häufiger wiederholt werden muß, recht elegant »automatisiert«. Das eigentliche Überprüfen des Ladezustands bzw. Messen der Klemmenspannung übernimmt jetzt der als Schwellwertschalter arbeitende *Schmitt*-Trigger. Dem *Schmitt*-Trigger ist noch ein Verstärkertransistor vorgeschaltet, der die Empfindlichkeit des *Schmitt*-Triggers erhöht und die Hysteresespannung verringert. Während der kurzzeitigen Belastung des NK-Akkumulators durch die *RC*-Kombination erhält der Eingangstransistor T_1 bzw. T_8 seine Vorspannung über den Spannungsteiler R_2, R_3 bzw. R_{21}, R_{22}. Ist die Klemmenspannung des belasteten NK-Akkumulators noch zu gering, so wird die Schwellspannung des *Schmitt*-Triggers nicht erreicht, und er bleibt in seiner Arbeitsstellung, d. h., das Relais bleibt in Stellung »Laden«. Gegenüber der traditionellen *Schmitt*-Trigger-Schaltung weist die Schaltung der beiden *Schmitt*-Trigger nach Bild 5.23 einige Änderungen in der Schaltung und in der Dimensionierung auf. Durch Einfügen von R_{11} bzw. R_{30} wird die Hysteresespannung des *Schmitt*-Triggers stark herabgesetzt, so daß sich im Zusammenwirken mit dem vorgeschalteten Verstärkertransistor ein sehr empfindlicher Schwellwertschalter mit schmaler Schaltschwelle (Hysterese) realisieren läßt. Um den Kippvorgang des *Schmitt*-Triggers nicht durch zu große Kollektorströme zu belasten, schaltet man das Relais Rel_1 bzw. Rel_2 über einen zusätzlichen Verstärkertransistor T_4 bzw. T_{11}. Die beim Schalten der Relais auftretenden Induktionsspannungen können eventuell die Schalttransistoren gefährden. Daher werden Spannungsspitzen durch die in Sperrichtung betriebenen Dioden D_2 und D_8 kurzgeschlossen. Um den Empfänger- und Senderakkumulator gleichzeitig laden zu können, ist die Belastungsschaltung und der *Schmitt*-Trigger zweifach vorgesehen. Gemessen an den dadurch erzielten Vorteilen, lohnt sich der Mehraufwand auf jeden Fall. Das Umschalten zwischen »Laden« und »Messen« läuft nun folgendermaßen ab. Der astabile Multivibrator mit T_5 und T_6 liefert den Steuerimpuls von etwa 0,5 s Dauer bei etwa 100 s Pausenzeit. Der Steuerimpuls gelangt über die Entkopplungsdioden D_1 und D_8 auf den Eingang des *Schmitt*-Triggers. Angenommen, die Akkumulatoren seien angeschlossen und der Ladevorgang befände sich am Anfang. Dann wird über den Spannungsteiler R_2, R_3 und Transistor T_1 bzw. R_{21}, R_{22} und Transistor T_8 eine solche Spannung an den Eingang des *Schmitt*-Triggers gelangen, daß er in den Arbeitszustand steuert, also T_2 sperrt und T_3 sowie T_4 leitet. Analoges gilt für T_9, T_{10} und T_{11}. Infolgedessen sind die beiden Relais angezogen, und die Akkumulatoren werden geladen. Der kurze positive Impuls vom astabilen Multivibrator steuert nun beide *Schmitt*-Trigger über die Entkopplungsdioden in den Ruhezustand, entsprechend leitet T_2, T_3 und T_4 sperren, wie auch T_9 leitet und T_{10}, T_{11} sperren. Die beiden Relais fallen ab, und die Belastungsmessung über R_1, C_1 und R_{20}, C_5 geschieht in bekannter Weise. Da nach einem Impulszyklus von etwa 100 s die Akkumulatoren noch nicht geladen sind, kippt der *Schmitt*-Trigger wieder in seinen Arbeitszustand zurück. Dieser Vorgang wird sich so lange wiederholen, bis die Klemmenspannung am Akkumulator ihren Sollwert erreicht hat. Dann ist die Spannung am Eingang des Verstärkertransistors T_1 bzw. T_8 so hoch, daß der *Schmitt*-Trigger in seinem Ruhezustand verharrt; das entsprechende Relais zieht nicht mehr an. Jeder neue Impuls des astabilen Multivibrators bleibt damit wirkungslos. Die Entkopplungsdioden D_1 und D_8 haben einmal die Aufgabe, die beiden *Schmitt*-Trigger-Eingänge in der Weise voneinander zu entkoppeln, daß nicht der eine den anderen Eingang beeinflußt, wenn z. B. der Empfängerakkumulator eher geladen ist als der Senderakkumulator. Gleichzeitig entkoppeln die Dioden aber auch die *Schmitt*-Trigger-Eingänge vom Taktgenerator, damit der *Schmitt*-Trigger nach Ablauf des Steuerimpulses nicht vom astabilen Multivibrator in den Zustand »Laden« zurückgeschaltet wird. In den Zustand »Laden« schaltet der *Schmitt*-Trigger nur, wenn das über den Eingangsspannungsteiler und Verstärkertransistor an den Eingang des *Schmitt*-Triggers gelangende Potential unterhalb der Schwellspannung liegt. Das Beenden des Ladevorgangs hängt also nur von der mit R_3 bzw. R_{22} eingestellten Ladespannung ab. Es kann im praktischen Betrieb sehr oft vorkommen, daß der Ladevorgang für Sender- und Empfängerakkumulator unterschiedlich lang dauert; es wird sogar die Regel sein. Zur optischen Anzeige bzw. Kontrolle des Ladevorgangs werden wieder zwei Glühlampen im Ladestromkreis verwendet. Sie leuchten so lange, wie der zugehörige Akkumulator geladen wird. Zu Beginn des Ladevorgangs verlöschen die Lampen periodisch kurzzeitig, gegen Ende des Ladevorgangs in immer größeren Pausen, bis sie bei Beendigung desselben gar nicht mehr aufleuchten. Diesen Vorgang veranschaulicht recht gut die Kennlinie des automatisch abschaltenden Ladegeräts nach Bild 5.24. Zur Verdeutlichung der Abläufe sind die Zeitabstände 0,5 s Impuls : 100 s Pause

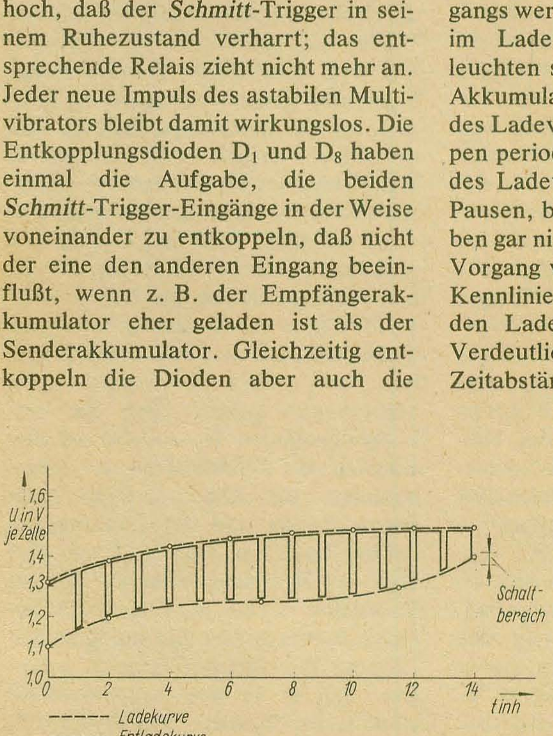


Bild 5.24
Kennlinie des automatisch abschaltenden Ladegeräts

nicht maßstabgerecht dargestellt. Damit das Ladegerät auch bei schwankender Eingangsspannung immer genau beim eingestellten Sollwert der erreichten Klemmenspannung mit Sicherheit abschaltet, erhalten die beiden Meßzweige (T_1 bis T_3 und T_8 bis T_{10}) über T_7 und D_3 eine stabilisierte Spannung.

Bei der Einstellung des Ladegeräts werden folgende Schritte empfohlen: Man entlädt je einen Empfänger- und Senderakkumulator bis zur Entladeschlußspannung von 1,0 V je Zelle (entspricht 4,0 V bzw. 10 V). Diese Akkumulatoren werden dann mit $I_{10} = 45$ mA vierzehn bis fünfzehn Stunden lang geladen, bis die Akkumulatoren unter Last ($2 \cdot I_{10}$) eine Spannung von 1,4 V je Zelle erreicht haben (entspricht 5,6 V bzw. 14 V). Mit dem auf diese Weise auf volle Kapazität geladenen Akkumulator wird das Ladegerät eingestellt. Dazu sollte die Taktzeit des astabilen Multivibrators herabgesetzt werden. Das erreicht man, indem zu R_{17} auf der Platinenunterseite ein zweiter Widerstand von etwa 1 MΩ parallelgeschaltet wird. Die Relais ziehen jetzt in wesentlich kürzeren Intervallen an. Vor Beginn der Einstellung stellt man mit den Einstellreglern R_3 und R_{22} auf die höchste positive Spannung ein. Sind die Akkumulatoren angeschlossen, dann werden die Einstellregler so weit zurückgedreht, bis das Ladegerät nicht mehr auf »Laden« schaltet. Das erkennt man auch am Verlöschen der Kontrollampen. Ist der Einstellvorgang beendet, so wird der 1-MΩ-Widerstand wieder von der Platinenunterseite abgelötet. Zur Kontrolle nimmt man nun eine Probeladung mit völlig entladenen NK-Akkumulatoren vor. Bei Ladung mit I_{10} muß das Ladegerät nach fünfzehn bis achtzehn Stunden nicht mehr auf Laden schalten. Dabei ist gegen Ende des Ladevorgangs zu beobachten, daß die Kontrollampen in immer größeren Zeitabständen (bis zu einigen Minuten) aufleuchten. Da das Ladegerät nach dem Erreichen der vollen Kapazität automatisch abschaltet, kann man die NK-Akkumulatoren bedenkenlos auch längere Zeit angeschlossen lassen. Sinkt die Klemmenspannung des NK-Akkumulators unter den eingestellten Schwellwert, beginnt der Ladevorgang wie beschrieben automatisch von neuem. Ganz gleich, wie weit die NK-Akkumulatoren geladen sind, man schaltet sie am Ende eines jeden »Fernsteuertages« an das Ladegerät. Das bietet die Gewähr, daß die sehr teuren NK-Akkumulatoren immer optimal auf die volle Kapazität geladen werden und auf diese Weise ihre maximale Lebensdauer erreichen.

Mit dem beschriebenen Ladegerät kann man auch relativ einfach eine Diagnose über den Zustand der angeschlossenen NK-Akkumulatoren stellen. Lädt das Gerät länger als achtzehn Stunden und macht auch dann noch keine Anstalten, den Ladevorgang zu beenden, so ist das ein sicheres Anzeichen, daß der angeschlossene NK-Akkumulator unbrauchbar wird. Eine kontrollierte Entladung mit I_{10} gibt mit Sicherheit Aufschluß darüber, welche Kapazität der NK-Akkumulator noch hat. Stellt man dagegen bei der Ladung völlig entladener NK-Akkumulatoren wider Erwarten zu kurze Ladezeiten fest, so müssen ebenfalls die einzelnen Zellen genau untersucht und schadhafte ausgetauscht werden, falls der NK-Akkumulator nicht schon zu alt ist (s. a. Abschnitt 5.2.1.). Man sieht, das automatische Ladegerät garantiert nicht nur immer vollgeladene NK-Akkumulatoren und damit Sicherheit gegen Anlagenversagen wegen unerwartet entladener Akkumulatoren, sondern gibt auch die Gewißheit, daß die NK-Akkumulatoren einwandfrei arbeiten. Der praktische Fernsteuerbetrieb wird beweisen, daß sich der investierte Aufwand, außer in der gewonnenen Bequemlichkeit, besonders durch immer vollgeladene Akkumulatoren und damit erreichte maximale Lebensdauer der Akkumulatoren sowie erhöhte Sicherheit des Modellbetriebes bezahlt macht.

5.4.3. Vollelektronisches Konstantstromladegerät mit automatischer Abschaltung

Das nachfolgend beschriebene Ladegerät zeichnet sich dadurch aus, daß es zur Abschaltung kein Relais benötigt. Der Ladezustand wird durch den Vergleich der Klemmenspannung bei der Ladung mit einer eingestellten Vergleichsspannung kontrolliert. Die Anwendung dieses Verfahrens ermöglicht ein extrem empfindlicher Schwellwertschalter in Form des Operationsverstärkers *SN 72709 N* (*A 109 C*). Der Stromlaufplan ist in Bild 5.25 dargestellt.

Die Konstantstromquelle bildet T_1 mit R_5, R_6, D_3 und R_9, die mit R_6 auf den Ladestrom von 45 mA eingestellt ist. Die Ladeendabschaltung funktioniert folgendermaßen: Während des Ladevorgangs leitet T_1, und T_2 sperrt. Wird T_2 leitend, dann schließt er D_3 kurz und legt damit die Basis von T_1 auf Emitterpotential. Über T_1 kann damit nur noch der Sperrstrom fließen. Um eine sichere Schaltfunktion zu gewährleisten, sollten alle Transistoren Si-Typen sein. Die Steuerung von T_2 übernimmt nun wieder T_3. Wird die Basis von T_3 über den Ausgang des NAND-Tores N_1 positiv, so steuert er durch, demzufolge auch T_2, und damit sperrt T_1. Der Operationsverstärker OP_1 arbeitet mit voller Leerlaufverstärkung als Vergleicher (Komparator). Bei dieser Schaltung genügt bereits eine Spannungsdifferenz von 0,5 mV

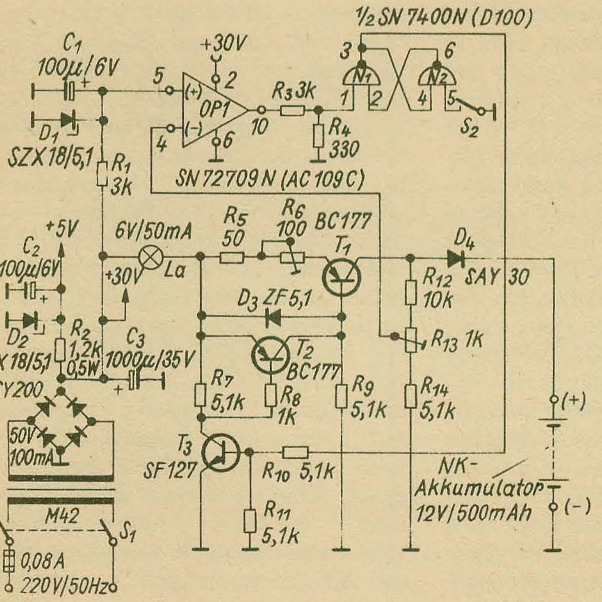

½SN7400N (D100)
C1
100µ/6V
+30V
5
2
3
6
N1
N2
R3 3k
1
2
4
5
S2
OP1
(+)
(-)
10
4
6
R4
330
D1
SZX18/5,1
R1
3k
SN72709N (AC109C)
+5V
C2
100µ/6V
6V/50mA
La
R5
50
R6
100
BC177
T1
D4
SAY 30
+30V
D3 ZF5,1
R12
10k
R13 1k
D2
R2
1,2k
0,5W
C3
1000µ/35V
SZX18/5,1
4×SY200
T2
BC177
R7
5,1k
R8
1k
R9
5,1k
R14
5,1k
(+)
50V
100mA
T3
SF127
R10 5,1k
NK-Akkumulator
12V/500mAh
(-)
M42
S1
R11
5,1k
0,08A
220V/50Hz

Bild 5.25
Vollelektronisches Konstantstromladegerät mit automatischer Abschaltung

zwischen den Eingängen 4 und 5, um den Ausgang von L auf H oder umgekehrt zu schalten. Die Bezugsspannung gewinnt man mit D_1 und R_1. Mit ihr wird dann die jeweilig erreichte Ladespannung verglichen. Der Regler R_{13} ist in der Weise eingestellt, daß bei Erreichen der Ladeschlußspannung von 14,9 V an den Eingängen 4 und 5 von OP_1 die gleiche Spannung anliegt. Steigt die Klemmenspannung des Akkumulators weiter, schaltet OP_1 den Ausgang von H auf L um. Damit kippt N_1 von L auf H, und die Konstantstromquelle mit T_1 wird wie erläutert gesperrt. N_1 und N_2 sind als bistabiler Multivibrator geschaltet. Das ist erforderlich, da die Klemmenspannung des NK-Akkumulators nach Beendigung des Ladevorgangs um den Betrag des Spannungsabfalls am Innenwiderstand zurückgeht. Der Operationsverstärker ist so empfindlich (0,5 mV), daß er sofort wieder auf »Laden« schalten würde. Dieses Umschalten zwischen »Laden« und »Sperren« würde sich endlos wiederholen, und damit würde die Schaltung ins Schwingen geraten. Die bistabile Kippschaltung verhindert diesen Vorgang. Sinkt die Spannung über R_{12}, R_{13}, R_{14} und damit am Eingang 4 des OP_1, so kann zwar der Ausgang 10 von OP_1 wieder von L auf H umschalten, aber damit nicht den bistabilen Multivibrator in seine Grundstellung (L am Ausgang 3 von N_1) zurückkippen, da jeder weitere Impuls am Eingang 1 von N_1 wirkungslos bleibt. Der bistabile Multivibrator kann nur durch Betätigung der Taste T in die Grundstellung zurückgekippt werden.

Die Schaltung ist für die Ladung eines 12-V-/450-mAh-NK-Akkumulators (Senderakkumulator) ausgelegt und kann bei Änderung der Dimensionierung auch für die Ladung des Empfängerakkumulators verwendet werden. Die Lampe La_1 im Ladestromkreis ermöglicht die Kontrolle des Ladevorgangs. Mit der Diode D_4 wird wieder die Elektronik vor Rückstrom bei abgeschaltetem Gerät geschützt. Zum Abgleich des Geräts schaltet man an die Klemmen statt des NK-Akkumulators einen Widerstand 300 Ω/1 W. Mit R_6 wird der Ladestrom auf 45 mA und mit R_{13} die Ladeschlußspannung auf 14,9 V (Lampe La_1 muß bei 15 V verlöschen) eingestellt. Die Ladebereitschaft des Geräts wird hergestellt durch Drücken der Taste T.

5.4.4. Vollelektronisches Ladegerät mit automatischer Abschaltung durch einen Thyristor

Nach dem gleichen Prinzip, automatische Abschaltung des NK-Akkumulators bei Erreichen der Ladeschlußspannung, arbeitet das im Nachfolgenden beschriebene Ladegerät (Bild 5.26). Sein Vorteil ist der wesentlich verringerte Schaltungsaufwand und die Verwendung eines Thyristors. Der Nachteil dieser Schaltung besteht darin, daß sie nicht so exakt und definiert schaltet wie die Schaltung nach Bild 5.25. Das Ladegerät besteht aus den drei Baugruppen Gleichrichter, elektronischer Schalter (Thyristor) und stabilisierte Vergleichsspannungsquelle. Mit der Z-Diode D_2 wird eine stabilisierte Vergleichsspannung gewonnen, die über T_1 und T_2 den Thyristor D_4 steuert. Ist die Vergleichsspannung höher als die Klemmenspannung des Akkumulators, so öffnet der Thyristor über T_1 und T_2, und der Ladestrom kann fließen. Steigt die Klemmenspannung des Akkumulators auf den Wert der Ladeschlußspannung, dann sperren T_1, T_2 und folglich auch der Thyristor, so daß der Ladevorgang damit beendet ist. Den Wert der Ab-

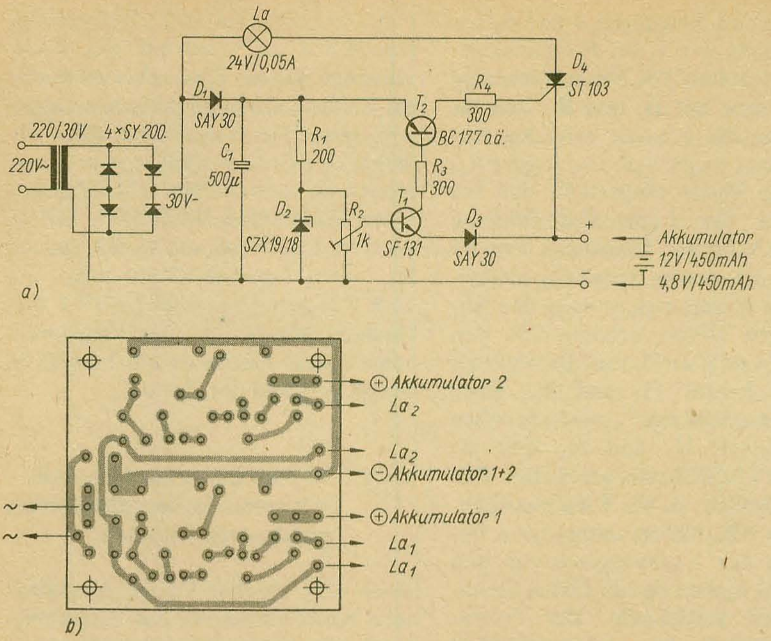
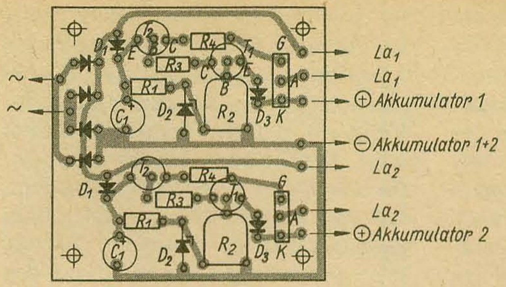

La
24V/0,05A
D1
SAY30
D4
ST103
R4
300
T2
BC177 o.ä.
220/30V
4×SY200
220V~
C1
500µ
R1
200
R3
300
T1
30V-
D2
R2
D3
SZX19/18
1k
SF131
SAY30
+
-
Akkumulator
12V/450mAh
4,8V/450mAh
a)
⊕Akkumulator 2
La2
La2
⊖Akkumulator 1+2
⊕Akkumulator 1
La1
La1
~
~
b)

Bild 5.26
Vollelektronisches Ladegerät mit automatischer Abschaltung durch Thyristor; a – Stromlaufplan, b – Leiterplattenzeichnung, c – Bestückungsplan, d – Musteraufbau

schaltspannung stellt man mit R_2 bei angeschlossenem vollgeladenem Akkumulator ein. Die Lampe La_1 dient als Vorwiderstand und zur optischen Kontrolle des Ladevorgangs.

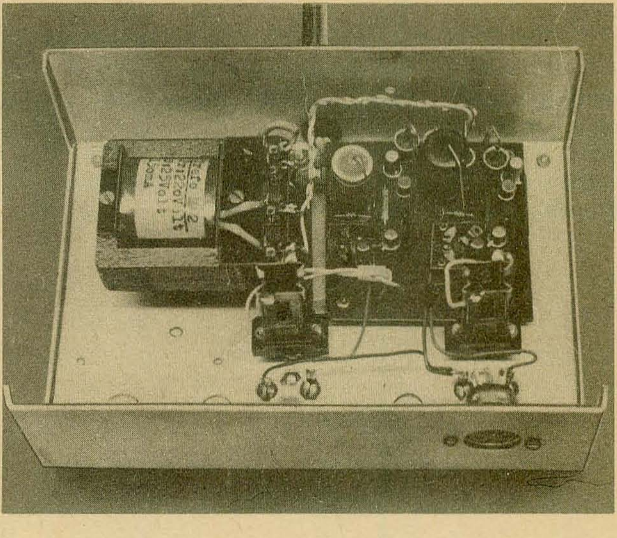
5.4.5. Camping-Ladegerät

Bedingt durch die Entwicklung zu immer höheren Sendeleistungen bei den Digitalanlagen, verkürzte sich die Senderbetriebszeit immer mehr. Dieser Mangel ließe sich zwar durch Akkumulatoren mit höherer Kapazität wieder ausgleichen. Im Interesse eines leichten und handlichen Senders geht man diesen Weg aber nicht. Bei den Empfängern ist eine ähnliche Tendenz zu kürzeren Betriebszeiten zu beobachten. Sie ist aber bestimmt vom Streben, das Anlagengewicht zu senken, so daß heute schon bei 2-Kanal-Modellen (Segler, Modelljachten) Empfängerakkumulatoren mit 400 mAh Kapazität verwendet werden. Selbst wenn der Amateur bei seiner Eigenbauanlage diese Entwicklung zu höherer Sendeleistung und kleineren Empfängerakkumulatoren nicht mitgeht, wird er selbst bei optimaler Auslegung der Anlage hinsichtlich Reichweite, Störsicherheit und Sendeleistung kaum längere Betriebszeiten als fünf bis sechs Stunden erreichen. Das wäre ein Nachmittag Modellfernsteuerung. Selbst wenn man einen zweiten Akkumulatorsatz hat, steht bei der Modellfernsteuerung im Campingbetrieb weitab von der nächsten Steckdose die Frage: »Wie lade ich den Sender- und Empfängerak-

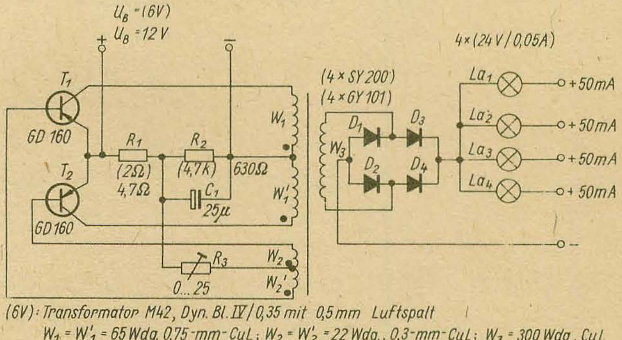


~
~
D1
T2
E
B
C
R4
T1
R3
C
E
R1
B
G
A
K
C1
D2
R2
D3
La1
La1
⊕ Akkumulator 1
⊖ Akkumulator 1+2
La2
T2
R4
D1
R3
T1
G
R1
A
La2
⊕ Akkumulator 2
C1
D2
R2
D3
K

c)



Dimensionierung für 6V Batteriespannung in Klammern



U_B = (6V)
U_B = 12 V
+
−
T_1
GD 160
T_2
GD 160
R_1
(2Ω)
4,7Ω
R_2
(4,7k)
630Ω
C_1
25µ
W_1
W_1'
R_3
0...25
W_2
W_2'
(4 × SY 200)
(4 × 6Y 101)
W_3
D_1
D_3
D_2
D_4
4 × (24 V / 0,05A)
La_1
La_2
La_3
La_4
+ 50mA
+ 50mA
+ 50mA
+ 50mA
−

(6V): Transformator M42, Dyn. Bl. IV/0,35 mit 0,5 mm Luftspalt

$W_1 = W_1'$ = 65 Wdg. 0,75-mm-CuL; $W_2 = W_2'$ = 22 Wdg., 0,3-mm-CuL; W_3 = 300 Wdg., CuL

12 V: Transformator M42, Dyn. Bl. IV/0,35 mit 0,5 mm Luftspalt

$W_1 = W_1'$ = 110 Wdg. 0,55-mm-CuL; $W_2 = W_2'$ = 18 Wdg., 0,3-mm-CuL; W_3 = 220 Wdg., CuL

Bild 5.27
Campingladegerät mit Transverter

kumulator?« Da heute Camping kaum noch nichtmotorisiert durchgeführt wird, besteht damit die Möglichkeit, den Fahrzeugakkumulator als Energielieferanten zu verwenden. Da aber der NK-Akkumulator zum Laden mindestens die eineinhalbfache Klemmenspannung als Ladespannung erfordert, muß selbst bei einem 12-V-Fahrzeugakkumulator eine Spannungswandlung vorgenommen werden. Die »klassische« Form der Erzeugung einer höheren Gleichspannung aus einer niedrigen besteht in der Anwendung des Transverters. Der Transverter nach Bild 5.27 ist ein Sperrschwinger in Gegentaktschaltung. Die Transistoren T_1 und T_2 arbeiten im Schaltbetrieb und erzeugen eine annähernd rechteckförmige Wechselspannung. Sie wird durch das Übersetzungsverhältnis von $w_1 : w_3$ auf die gewünschte Höhe transformiert und durch die *Graetz*-Schaltung (D_1 bis D_4) wieder gleichgerichtet. Mit R_3 stellt man den Grad der Rückkopplung in der Weise ein, daß der Transverter selbst unter Last sicher anschwingt. Der Transverter ist in der Weise ausgelegt, daß vier Akkumulatoren (Klemmenspannung beliebig zwischen 1,2 V und 12 V) gleichzeitig mit je 50 mA geladen werden können. Die Glühlampen La_1 bis La_4 bewirken eine ausreichende Stabilisierung des Ladestroms und machen das Ladegerät außerdem kurzschlußfest. Die Dimensionierung der Bauelemente für den Betrieb am 6-V- und 12-V-Fahrzeugakkumulator wird angegeben. Die Wicklungen w_1 und w_2 werden bifilar gewickelt. Für ausreichende Kühlung der Transistoren T_1 und T_2 ist zu sorgen.

6. Probleme der Konstruktion, der Handhabung und des Service der Fernsteueranlage

6.1. Konstruktive Probleme

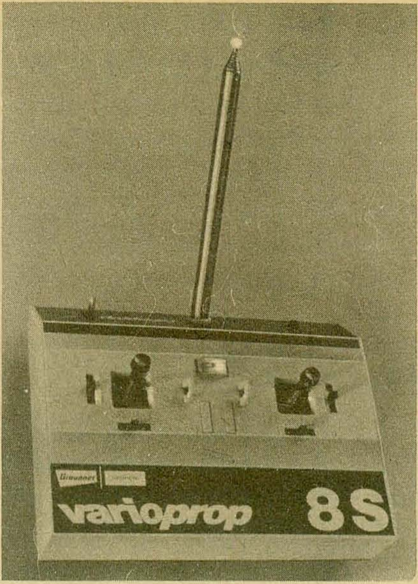
Neben den rein schaltungstechnischen Details der Modellfernsteueranlagen sind für den interessierten Amateur die Lösungen der konstruktiven Probleme gleichermaßen wichtig. Im folgenden werden daher die konstruktiven Lösungen einiger der bei internationalen Modellwettkämpfen erfolgreich eingesetzten Fernsteueranlagen und einiger Eigenbauanlagen analysiert. Dabei wird sich zeigen, daß es für bestimmte Steuerungsaufgaben nur wenige optimale Lösungen gibt. Ähnliches konnte bereits bei den elektronischen Problemlösungen festgestellt werden. Aus systematischen Gründen sind die Probleme der Aufschaltmechaniken (Servos, Segelwinde u. a.) bei den Aufschalteinrichtungen der verschiedenen Steuerungssysteme in Abschnitt 3. besprochen worden. Auf sie wird daher nicht noch einmal eingegangen.

Tabelle 6.1. Daten einiger Fernsteuersender

Typ	Maße	Masse	Antenne	
	in mm	in g	Länge in mm	Einbau zur Oberseite
Varioprop 8 S	200 × 158 × 47	910	1430	geneigt
Multiplex Royal	210 × 175 × 50	1200	CLC	im Kugelgelenk
Simprop alpha 2007	190 × 152 × 60	900	1400	geneigt
Microprop-Hobby	187 × 170 × 55	850	1200	senkrecht
Robbe FP-T 4	190 × 140 × 55	1300	1340	senkrecht
Rowan RPC 6 C	180 × 165 × 50	1150	CLC	senkrecht
Multiplex Mini 2	135 × 175 × 50	600	CLC	geneigt
Graupner Miniprop 4	155 × 90 × 50	190 ohne Batterien	1080	senkrecht
start dp	202 × 173 × 85	1550	1100	geneigt
Eigenbau (Bild 6.1 b)	180 × 155 × 50	1100	1500	senkrecht

6.1.1. Sendermechanik

Die Proportionalsender sind mit der Zeit zu einer handgerechten Größe entwickelt worden. Handgerecht bedeutet dabei so viel, daß der Sender beim Steuern gut in der Hand liegen muß und auch nicht zu schwer sein darf. Die Anfang der 70er Jahre üblichen Maße und Gewichte der Sender einzelner Fabrikate sind in Tabelle 6.1. zusammengestellt. Damit liegen die mittleren Werte für Länge × Breite bei 200 mm × 160 mm und für die »Dicke« (Höhe) bei 50 mm. Die Höhe des Senders wird im wesentlichen durch die Knüppelaggregate und die eingebauten Stromquellen bestimmt. Die in der Regel verwendeten NK-Akkumulatoren machen mit 300 bis 350 p außerdem etwa ein Drittel des Sendergewichts aus. Die Sendergehäuse werden aus Kunststoff, Polystyrol o. ä. (Bild 6.1a), aus Blech (Bild 6.1b) oder in Gemischtbauweise (Bild 6.1c) hergestellt. Bei der Gemischtbauweise sind die Seitenteile aus Kunststoff.



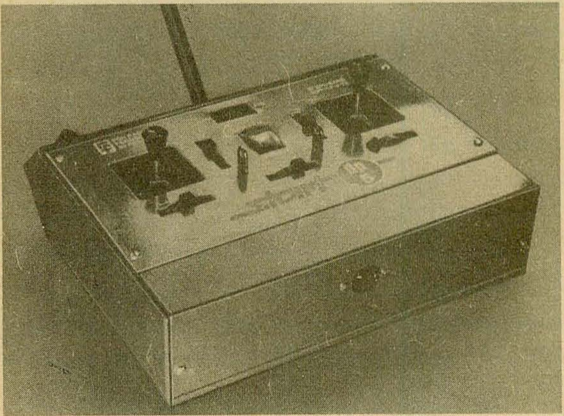
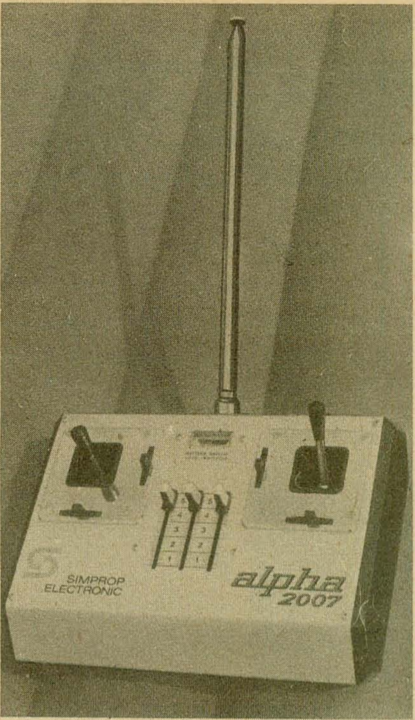


Bild 6.1
Bauformen von Sendergehäusen; a — Sendergehäuse aus Kunststoff (Polystyrol) *Varioprop 8 S*, b — Sendergehäuse aus Blech der Anlage *start dp*, c — Sendergehäuse in Gemischtbauweise (Seitenteile aus Plast) der Anlage *Simprop alpha 2007*

Bei der Senderform haben sich zwei Varianten durchgesetzt. Eine Variante ist die reine Kastenform. Sie hat besonders für den Nachbau Bedeutung, da sich in dieser Form mit einfachen Mitteln ein funktionstüchtiges Sendergehäuse herstellen läßt. Das Gehäuse besteht aus zwei ineinandergeschobenen U-Blechteilen (Bild 6.2). Wird das Bodenblech durch einen Längsfalz gegen Durchbiegen gesichert, so erhält man einen stabilen Kastenaufbau. Die beiden U-Teile sind so straff ineinandergepaßt, daß sich sogar das Verschrauben erübrigt.

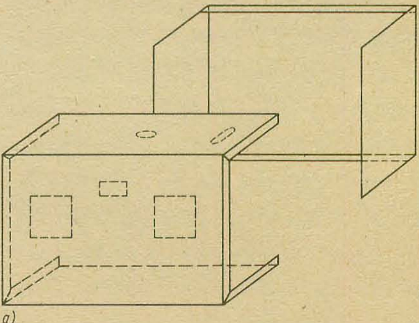


Durch Beziehen des Gehäuses mit Kunstlederfolie (vom Buchbinder) erhält man eine saubere und griffige Oberfläche. Der Bezugsstoff deckt außerdem kleine Verarbeitungsfehler zu und verringert den Einfluß der Hand- und Körperkapazitäten auf die Senderabstimmung. Diese Senderform ist vor allem bei amerikanischen, englischen, französischen und japanischen Fernsteueranlagen zu finden.

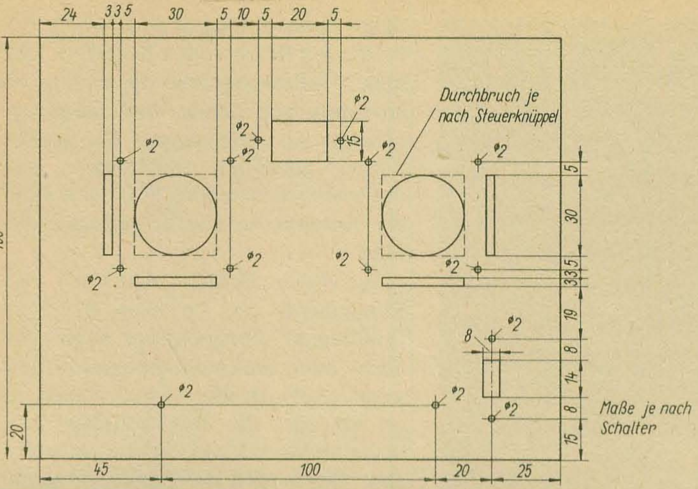
Die Antenne wird in die Stirnwand des Senders eingeschraubt oder -gesteckt. Damit ergibt sich bei normaler Senderhaltung (Oberseite annähernd waagerecht – Bild 6.3a) eine ungünstige Polarisation der Antennenstrahlung. Für die angestrebte Rundumcharakteristik der Sendeantenne müßte sie senkrecht oder fast senkrecht stehen. Dazu wäre der Sender aber parallel zum Körper oder wenig geneigt und damit etwas unbequem zu halten (Bild 6.3b). Bei Reichweiten bis 500 m kann man erfahrungsgemäß die exakte Polarisation von Sende- und Empfangsantenne vernachlässigen. Bei darüber hinaus gehenden Reichweiten muß dann aber der Sender hoch und damit die Antenne senkrecht gehalten werden.

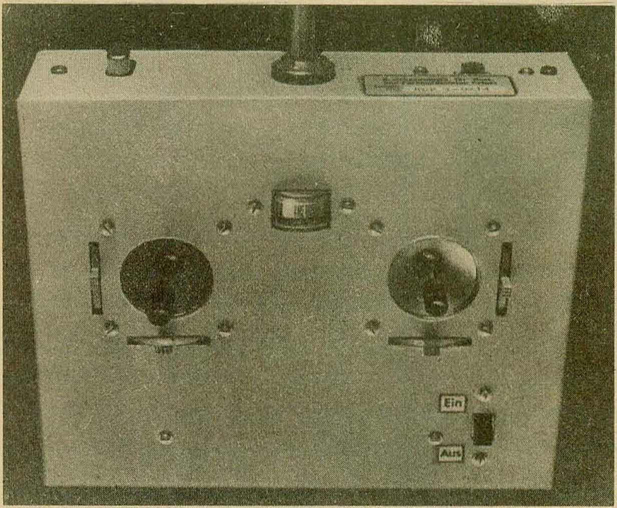
Da Auto-, Schiffs- und auch viele Flugmodelle aus Gründen der Empfindlichkeit (Polarisation) senkrechte Stab- oder senkrecht gespannte bzw. geschleppte Drahtantennen haben, ist es sinnvoll, die Sendeantenne möglichst senkrecht am Sender anzubringen. Dazu wird die Senderstirnwand geneigt (Bild 6.1a), so daß man einen pultförmigen Kasten erhält. Damit hat die Sendeantenne bei normaler Senderhaltung die günstigste Lage und der Sender die gewünschte Rundumcharakteristik (Bild 6.3c). Außerdem besteht bei dieser Senderform und Antennenanbringung weniger die Gefahr, daß man gar zu neugierigen Zuschauern mal mit der Antenne in die Nase bohrt. Daraus geht schon hervor, daß selbst die Form des Sendergehäuses einen Kompromiß erfordert.

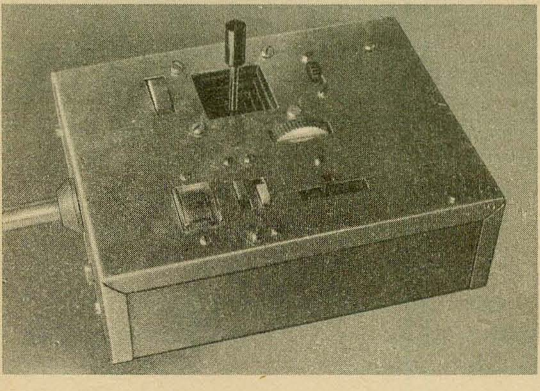
Bild 6.2
Sendergehäuse aus U-Blechteilen; a — Teile, b — Maßskizze, c — Musteraufbau der 4-Kanal-Version, d — Musteraufbau der 2-Kanal-Version (b bis d S. 246 v. oben n. unten)

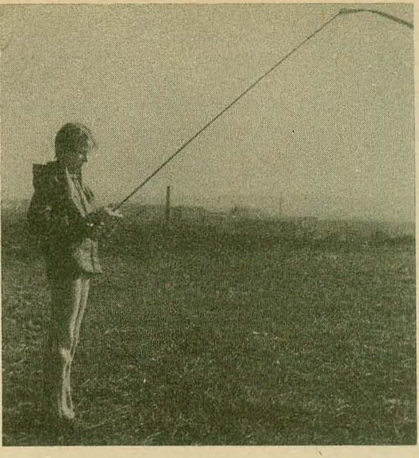


a)


24
3
3
5
30
5
10
5
20
5
⌀2
Durchbruch je nach Steuerknüppel
15
155
5
30
3
3
5
19
8
⌀2
8
14
8
Maße je nach Schalter
15
20
45
100
20
25


Ein
Aus





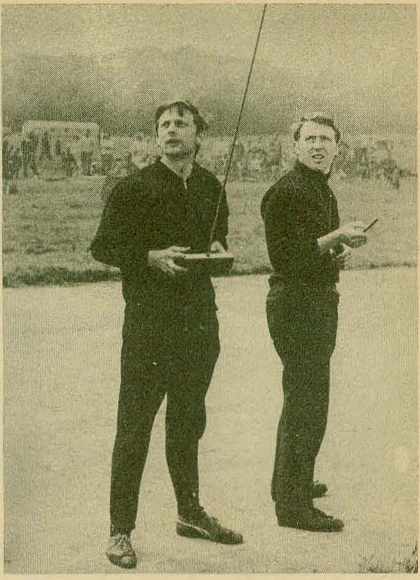
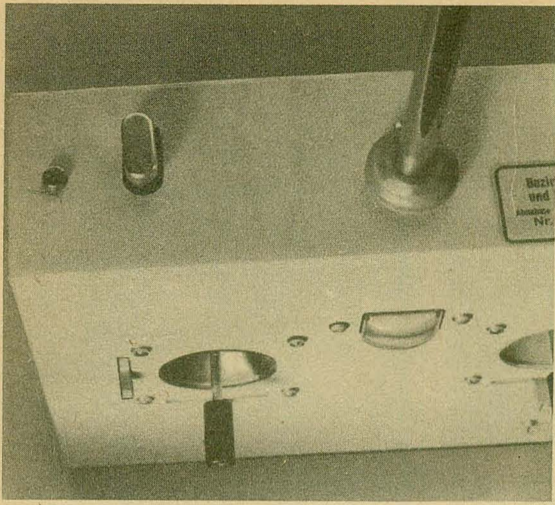


Bild 6.3
Haltung des Senders; a — bequeme Haltung — ungünstige Polarisation (o. links), b — unbequeme Haltung — günstige Polarisation (u. links), c — Sender in Pultform — bequeme Haltung und günstige Polarisation (*L. Schramm* beim Kunstflugwettbewerb) (o. rechts)

Die Auslegung der Senderoberseite weist bei fast allen Senderfabrikaten einheitliche Merkmale auf. Die Steuerknüppel sind in der oberen Hälfte rechts und links in der Weise angebracht, daß sie um den vollen Winkelbetrag mit dem Daumen in alle Richtungen bewegt werden können. Der günstigste Abstand des Steuerknüppels von der Außenkante liegt bei 45 bis 50 mm. Die Trimmhebel werden unterhalb und meist innen (Bild 6.1c), seltener außen (Bild 6.1a, b), neben dem Steuerknüppel angebracht. Das Meßinstrument zur Batterie- bzw. Abstrahlkontrolle liegt oberhalb und zwischen den Knüppelausschnitten gut im Blickfeld. Der Ein-Aus-Schalter wird griffgünstig in der rechten unteren Ecke der Oberseite (Bild 6.1b) oder rechts in der Stirnseite (Bild 6.1a) eingebaut. In Bild 6.2b ist die Maßzeichnung für die Oberseite des Eigenbausenders nach Bild 6.1 wiedergegeben.

Um den Kanalwechsel für die in Tabelle 2.2. (s. S. 20) gekennzeichneten international üblichen 12 Sendefrequenzen ohne Öffnen des Senders durchführen zu können, wird der



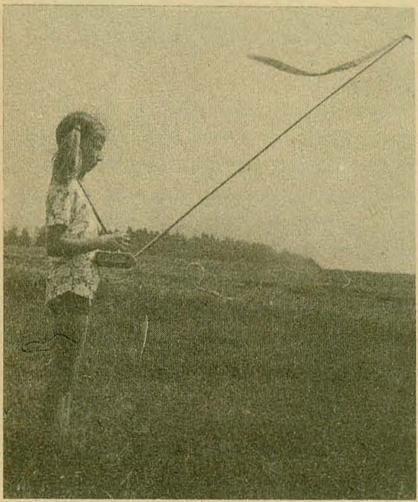


Bild 6.4
Senderkanalwahl und -kennzeichnung; a — Steckquarz von außen zugänglich, b — Kanalkennzeichnung durch Wimpel an der Sendeantenne

Schwingquarz von außen eingesteckt (Bild 6.4a). Allerdings bieten nicht alle industriell hergestellten Fernsteuersender diesen Bedienungskomfort.

Bei der starken Nutzung des 27,12-MHz-Bandes ist es sinnvoll, den belegten Kanal auf dem Sender kenntlich zu machen (Tabelle 2.2., S. 20). Dazu eignen sich Schiebebilder oder Haftklebe-Etiketten ganz gut. Es hat sich aber noch ein anderes Verfahren eingebürgert, bei dem zwei Fliegen mit einer Klappe geschlagen werden. Gemäß den Angaben in Tabelle 2.2. wird jedem Kanal eine Kennfarbe zugeordnet. Zu dieser Farbe stellt man sich einen langen Wimpel (Haarschleife) aus Dederon her und befestigt ihn an der Spitze der Sendeantenne. Damit ist der belegte Kanal gut zu erkennen. Für den Flug- oder Segeljachtmodellbetrieb gestattet der lange Wimpel an der Antennenspitze außerdem zuverlässige Aussagen über Windrichtung und -stärke (Bild 6.4b). Solche Kleinigkeiten sind für den praktischen Modellbetrieb von unschätzbarem Wert. Beim Segelflug am Hang oder bei der Regatta mit Modellsegeljachten kann man dann sofort auf Richtungsänderungen des Windes reagieren. Bei der Segeljacht zeigt der Verklikker in der Mastspitze den scheinbaren und der Antennenwimpel den wahren Wind an.

Die Handhabung des Senders im praktischen Fernsteuerbetrieb hat auch einige konstruktive Konsequenzen.

Meist wird der Sender als Handsender mit kurzen Knüppelgriffen verwendet. Durch Daumenakrobatik kann das

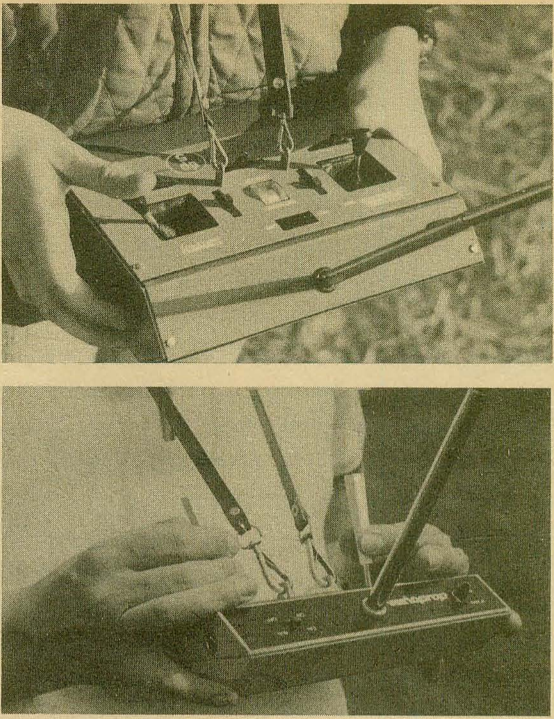
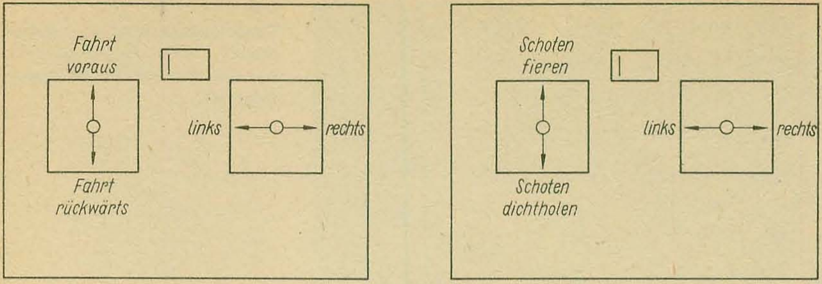


Bild 6.5
Senderhandhabung; a – Handsender (kurze Steuerknüppel), b — Bauchsender (lange Steuerknüppel)

Modell dann dank der Proportionalsteuerung nach einiger Übung exakt in jeder Situation beherrscht werden (Bild 6.5a). Will man allerdings einige Stunden fernsteuern (Hang-, Thermikflug, Segeljacht), so gibt es auch Perioden, in denen die Hände gern entlastet wären. Für diesen Fall ist es sehr zweckmäßig, im Schwerpunkt des Senders eine Öse anzubringen, in der ein Umhängeriemen eingehakt werden kann. Diese Umhängevorrichtung hat einen ähnlich praktischen Wert wie der Trageriemen des Fotoapparats. Der Umhängeriemen verhindert mitunter auch einmal den unsanften Fall des Senders, wenn er aus der Hand rutscht, oder die Wässerung beim Schiffsmodellbetrieb.

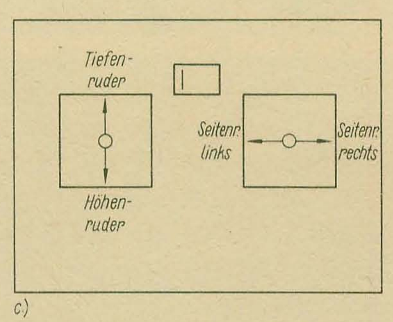
Mit dem umgehängten Sender läßt sich auch eine andere Steuertechnik anwenden, die unter dem Namen »Bauchsender« bekanntgeworden ist. Diese eigenartige Bezeichnung stammt offensichtlich vom »Bauchladen« ab, den man ja in ähnlicher Weise umhängt. Der Bauchsender wird mit langen Knüppelgriffen ausgerüstet (Bild 6.5b), die ein besonders feinfühliges Steuern ermöglichen. Ob das in der Praxis auch tatsächlich besser ist als das Steuern mit dem Daumen, dürfte Ansichtssache sein und in erster Linie von der Gewohnheit des Steuernden abhängen. *L. Schramm*, mehrfacher DDR-Meister in der Klasse F 3 A, steuert jedenfalls seine schnellen Flug- und Schiffsmodelle meisterlich mit beiden Daumen.

Im Zusammenhang mit der Steuerknüppelanordnung und -gestaltung hat auch die Zuordnung der Steuerfunktionen Bedeutung. Prinzipiell ist es egal, welche Steuerfunktion des Modells

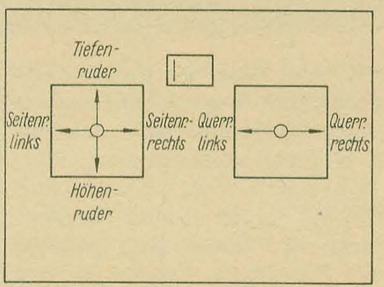

Fahrt
voraus
links
rechts
Fahrt
rückwärts
Schoten
fieren
links
rechts
Schoten
dichtholen

a) b)

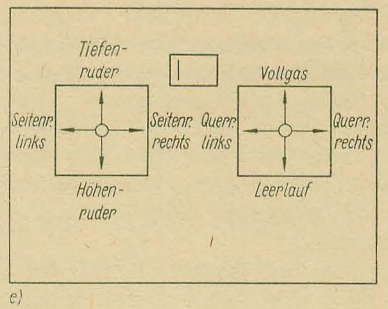
Bild 6.6
Knüppelzuordnung; a – Schiffsmodell mit Motor, b — Segeljacht, c — Zweiachs-Segelflugmodell, d — Dreiachs-Segelflugmodell, e — Dreiachs-Motorflugmodell


Tiefenruder
Seitenr.
links
Seitenr.
rechts
Höhenruder

c)


Tiefenruder
Seitenr.
links
Seitenr.-
rechts
Querr.
links
Querr.
rechts
Höhenruder

d)


Tiefenruder
Vollgas
Seitenr.
links
Seitenr.
rechts
Querr.
links
Querr.
rechts
Höhenruder
Leerlauf

e)

man welcher Knüppelbewegung zuordnet. Das kann jeder Fernsteueramateur je nach Temperament und eigenen Vorstellungen gestalten. Die im folgenden empfohlenen Zuordnungen mögen daher auch nur als Ratschläge aufgefaßt werden. Allerdings sind es Ratschläge, die sich aus vielfältiger praktischer Erfahrung ergeben haben.

Am einfachsten ist die Zuordnung von zwei Funktionen. Man wird auf den rechten Knüppel die Ruderfunktion »rechts-links« legen. Der linke Knüppel würde dann die Funktion »schnell-langsam« steuern. Beim Schiffsmodell mit Motor wäre schnell »Knüppel vom Körper weg« und langsam »Knüppel zum Körper hin« (Bild 6.6a). Analog dazu kann man mit dem linken Knüppel den Schotzug der Segeljacht bedienen. »Knüppel vom Körper weg« bewirkt Schoten fieren (lose geben), und »Knüppel zum Körper hin« bewirkt Schoten dichtholen.

Für das zweiachsgesteuerte Segelflugmodell würde man dann auch wieder zuordnen: Rechter Knüppel bedient das Seitenruder, also »rechts-links«, und linker Knüppel bedient das Höhenruder, also »hoch-tief« bzw.

»schneller-langsamer«. »Knüppel vom Körper weg« bewirkt Tiefenruder (Modell wird gedrückt, also schneller), und »Knüppel zum Körper hin« bewirkt Höhenruder (Modell zieht und wird langsamer).

Gibt es im Schiffsmodell weitere Funktionen, so kann man sie nach eigenen Überlegungen zuordnen. Sollen allerdings mit einem Sender zwei Schiffsmodelle ferngesteuert werden, so ordnet man zweckmäßigerweise jedem Modell einen Knüppel (Richtung = rechts-links, Geschwindigkeit = schneller-langsamer bzw. vor-zurück) zu.

Bei einem dreiachsgesteuerten Segelflugmodell würde dann das Seitenruder dem linken Knüppel »rechts-links« und das Querruder dem rechten Knüppel »rechts-links« zugeordnet werden. Das Höhenruder bleibt beim linken Knüppel auf »vor-zurück« (Bild 6.6d). Diese Maßnahme ist darin begründet, daß bei Flugmodellen mit Querruder Kurven nur mit dem Seitenruder eingeleitet und eventuell unterstützt, aber hauptsächlich mit dem Querruder geflogen werden.

Bei einem Dreiachsmotormodell bleibt diese Knüppelzuordnung für die Ruder unverändert, und die Motordrossel wird dem rechten Knüppel »vor-zurück« zugeordnet (Bild 6.6e). Die Knüppelbewegung »vom Körper weg« bewirkt »Gas geben«, und »zum Körper hin« bewirkt »Gas wegnehmen«. Manche Piloten tauschen die Knüppelzuordnung nach Bild 6.6e spiegelbildlich, also rechter Knüppel Höhen- und Seitenruder und linker Knüppel Querruder und Motordrossel, aber das ist Gefühlssache und auch davon abhängig, ob ein Rechts- oder Linkshänder steuert. Das Einziehfahrwerk wird über den eventuell vorhandenen fünften Proportionalkanal betätigt.

Die Umhängevorrichtung des Senders erfüllt außer dem genannten noch einen anderen Zweck. Sie ersetzt den Griff am Sender. Wer den Sender mit ausgezogener Antenne einmal eine längere Strecke in einer Hand und das Modell in der anderen Hand tragen mußte, der weiß einen Griff am Sender zu schätzen. In diesem Fall kann man den Umhängeriemen kurz fassen und den Sender damit tragen. Wer diese Umhängevorrichtung nicht am Sender hat, oder wem sie als Griff zu beweglich ist, der kann sich an geeigneter Stelle am Sendergehäuse einen stabilen Bügelgriff anbringen. Das Tragen des Senders am Griff oder am Umhängeriemen bringt außer der verbesserten Handlichkeit noch andere Vorteile. Die unbeabsichtigte Verstellung des Trimmhebels wird vermieden. Das ist besonders bei Flugmodellen wichtig, da diese durch die Ruderverstellung unter Umständen zu schnellen und unsanften Landungen veranlaßt werden können, nachdem sie kaum die Hand des Startenden verlassen haben. Bei eventuell öligen oder nassen Händen weiß man ebenfalls den Wert eines Griffes oder Umhängeriemens zu schätzen.

Ist aber weder Griff noch Umhängeriemen am Sender, so sollte auf keinen Fall die Antenne als Griffersatz betrachtet werden. Wer den Sender an der Antenne hält und trägt oder schlenkert, der ist sich offensichtlich nicht über die Gefahren klar, die er damit über sein Modell heraufbeschwört. Wackler an der Sendeantenne, gelöste Verschraubungen oder gar ein Bruch der Platine veranlassen das Modell zu eigenartigen »Spinnereien«. Im ungünstigsten Fall wird dieser Leichtsinn mit Bruch (am Modell!) oder dem Modellverlust bestraft. Außerdem kostet ein Antennenstab so viel Geld, daß man ihn schon deswegen pfleglich behandeln sollte. Wie schnell ist die Antenne bei der Benutzung »als Griff« verbogen, oder die Glieder sind ausgeleiert. Dann ist es müßig, auf mangelnde Qualität zu schimpfen.

Abgesehen von dieser zweckentfremdeten Nutzung der Sendeantenne, sollte ihrer konstruktiven Gestaltung ebenfalls die gebührende Beachtung geschenkt werden. Aus den bereits in Abschnitt 4.2.1.4. genannten Gründen wird man für den Sender möglichst lange Stabantennen verwenden. Handelsüblich sind Teleskopantennen, die ausgezogen eine Länge von 1,50 m haben. Bei dieser Antennenlänge entstehen am Befestigungspunkt erhebliche Biegekräfte. Die Antenne muß also kontaktsicher und mechanisch zuverlässig im oder am Sendergehäuse befestigt werden. Da man möglichst den gesamten Antennenstab als freie Antennenlänge nutzen will, ist die versenkte Anordnung, wie sie bei Kofferradios oft angewendet wird, bei den Fernsteuersendern nicht gebräuchlich. Die Befestigung der Antenne im Sender durch eine Steckvorrichtung, z. B. durch aufgelöteten Koaxialstecker am Antennenfuß und Koaxialbuchse im Sender, hat sich auf die Dauer nicht bewährt. 1975 ist festzustellen, daß die Antennen fast ausnahmslos einschraubbar sind.

Eine einfache und sehr zuverlässige Lösung für eine einschraubbare Antenne ist in Bild 6.7a dargestellt. Im Antennenfuß wird eine Messingbuchse mit M-4-Innengewinde eingelötet. Das Sendergehäuse erhält eine isolierende Antennendurchführung aus PVC, Piacryl oder einem anderen guten HF-Isolierstoff. Die Senderplatine ist über 20 bis 25 mm lange Abstandsstücke fest mit der Senderstirnseite verschraubt. Gegenüber der Antennendurchführung wird eine 10 × M-4-Messingschraube (möglichst versilbert) in der Senderplatine angebracht und am Antennenfußpunkt auf der Kupferseite angelötet. Möglichst dicht neben der Antennendurchführung bringt man das mittlere Abstandsstück zwischen Stirnseite und Platine an. Das hat einen mechanischen Grund, da sich auf diese Weise die von der Antenne auf die Platine übertragenen mechanischen Kräfte kurz und ohne große Biegebeanspruchung abfangen lassen. Ferner soll der Massepunkt der PA-Stufe (Masseseite des letzten Kondensators des π-Filters) eine möglichst kurze und gutleitende Verbindung mit dem Sendergehäuse erhalten. Diese Verbindung wird durch das mittlere metallische (Messing) Abstandsstück hergestellt.

Diese Form der Antennenbefestigung ist bei den Eigenbausendern nach Bild 6.1b und dem Sender nach Bild 6.1a angewendet worden.

Bei anderen Sendern wird die Antenne mit Hilfe eines schraubbaren Koaxialsteckers am Gehäuse angebracht (Bild 6.1c). Der Koaxialstecker mit Überwurfmutter ist am Antennenstab angelötet, während die Koaxialbuchse HF-isoliert im Sendergehäuse befestigt wird (Bild 6.7b). Fertigt man sich spezielle Drehteile an, so sind noch andere Lösungen möglich. Eine Besonderheit hinsichtlich Antennenbefestigung bietet der Sender der Anlage *Multiplex-Royal.* Bei dieser Anlage ist die Antenne in einem Kugelgelenk befestigt. Dadurch kann die Antenne in fast jede Lage geschwenkt werden, so daß sich der Sender dann gleich gut als Hand- oder Bauchsender einsetzen läßt.

Vor und nach dem Fernsteuerbetrieb steht die Frage: »Wohin mit der Antenne?« Für ganz Vergeßliche sei daher ein Tip gegeben, den man von Industriesendern abgucken kann. An passender Stelle wird im Sender ein Rohr als Köcher für die Antenne einge-

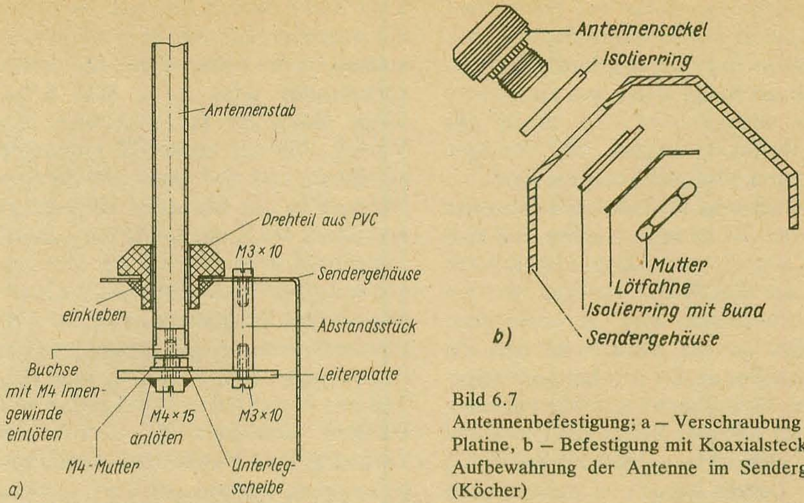
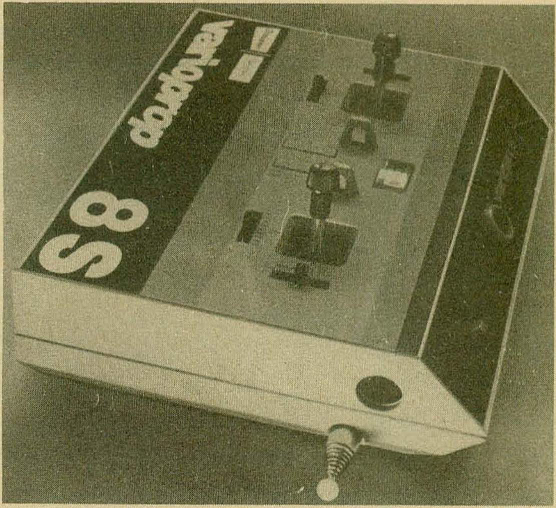

Antennenstab
Drehteil aus PVC
M3×10
Sendergehäuse
einkleben
Abstandsstück
Buchse mit M4 Innengewinde einlöten
Leiterplatte
M4×15 anlöten
M3×10
M4-Mutter
Unterlegscheibe
a)
Antennensockel
Isolierring
Mutter
Lötfahne
Isolierring mit Bund
Sendergehäuse
b)

Bild 6.7
Antennenbefestigung; a – Verschraubung mit der Platine, b – Befestigung mit Koaxialstecker, c – Aufbewahrung der Antenne im Sendergehäuse (Köcher)


varioprop
S 8

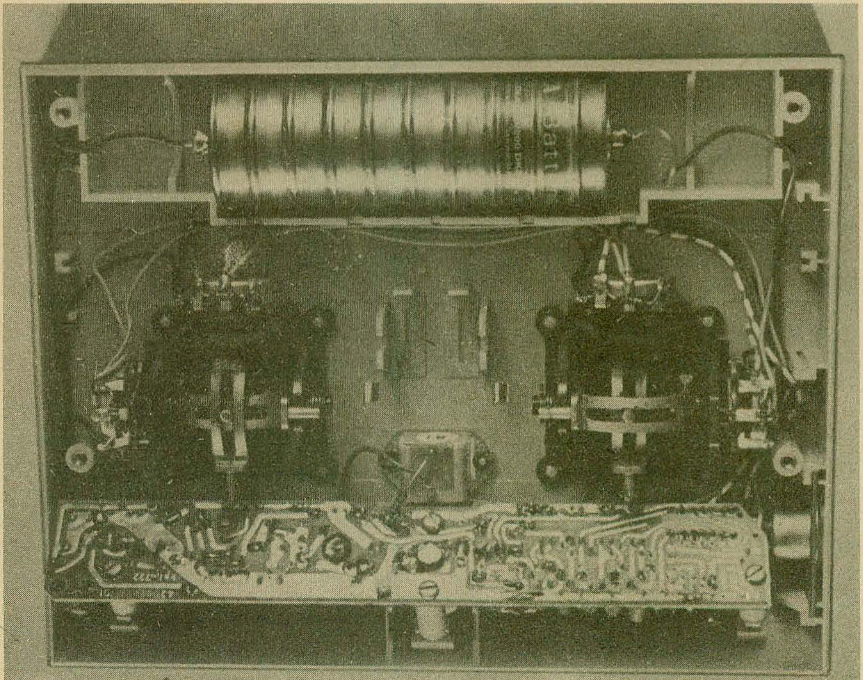
baut. Nach dem Sendebetrieb schiebt man die Antenne in den Köcher, und sie ist immer griffbereit (Bild 6.7c), vor Schmutz und Beschädigung gesichert. Pflegliche Behandlung dankt die Sendeantenne durch lange Lebensdauer. Dazu gehört auch das regelmäßige Säubern der Teleskopglieder und leichtes Einfetten. Da sich an den angefetteten Teleskopgliedern der Staub festsetzt, wirkt diese Schicht beim Zusammenschieben der Antenne wie Schleifpaste. Daher sollte man den Antennenstab jeweils am Ende eines Fernsteuertages mit einem trockenen sauberen Lappen abwischen, ehe er zusammengeschoben wird.

So viel zu einigen Problemen des Senderäußeren. Nicht weniger interessant sind die Konstruktionsdetails des

Senderinneren. Auch das Innenleben des Senders hat im Laufe der Zeit eine vielfältige Entwicklung durchgemacht. An dieser Stelle sollen nur einige Probleme entsprechend dem Stand von 1975 diskutiert werden. Auf veraltete Lösungen wird nicht eingegangen.

Bild 6.8 zeigt das Innenleben von drei Sendern. Es ist festzustellen, daß sich die Knüppel- und Akkumulatoranordnung der drei Sender gleichen. Bei den Industriesendern sind der »Ein-Aus«-Schalter an der Stirnfläche und die Ladebuchse an der rechten Seite angebracht. Beim Eigenbausender befinden sich der Schalter an der Oberseite und die Ladebuchse an der Bodenfläche. Diese Details hängen im wesentlichen von der Konstruktion des Sendergehäuses und der Platzeinteilung ab.

Einige Überlegungen ist die Anbringung der Platine wert. Bei den Sendern nach Bild 6.8a und Bild 6.8c bestimmt die Antennenbefestigung den Platineneinbau, da die Antenne mit der Platine verschraubt wird (s. a. Bild 6.7a). Diese Bauweise hat außerdem den Vorteil, daß nur kurze HF-Leitungen entstehen und der Quarz durch eine Öffnung in der Stirnseite eingesteckt und damit der Kanal leicht und schnell gewechselt werden kann. Für Messungen und Abgleicharbeiten sind die Meßpunkte und Spulenkerne von der Platinenunterseite her gut zugänglich. Bei dem Sender nach Bild 6.8b sind HF-Teil und Impulsteil auf zwei getrennten Platinen untergebracht. Durch die Trennung von Platine und Antennenbefestigung ergeben sich zwar größere HF-Wege (Verluste, Schwingneigungen), aber die Platine kann bei unsachgemäßer Behandlung der Antenne nicht beschädigt werden. Die Trennung



von HF- und Impulsteil hat ferner den Vorteil, daß man bei Änderung oder Schäden nur eines Schaltungsteils eben nur diesen Teil reparieren bzw. auswechseln muß. Auch an dieser Stelle sind also Kompromisse zu schließen.

Der Fernsteuersender bietet in seinem Inneren genügend Platz, um auch ein Ladegerät einbauen zu können. Auf den ersten Blick scheint das den Komfort des Senders vollkommen zu machen. Die verschiedenen Hersteller von Fernsteueranlagen sind vom Einbau der Ladegeräte aber wieder abgekommen. Das hat folgende Gründe: Mit den NK-Akkumulatoren ist eine fast ideale Spannungsquelle für die Fernsteueranlagen entwickelt worden, die bei richtiger Behandlung eine sehr große Lebensdauer erreicht. Vorausgesetzt wird die Einhaltung der Ladevorschriften und die Verhinderung einer Tiefentladung. Dazu muß man aber den Ladezustand der Akkumulatoren kontrollieren und danach die Ladezeit bemessen (s. a. Abschnitt 5.). Beim Einbauladegerät ist in der Regel keine Buchse für die Ladekon-

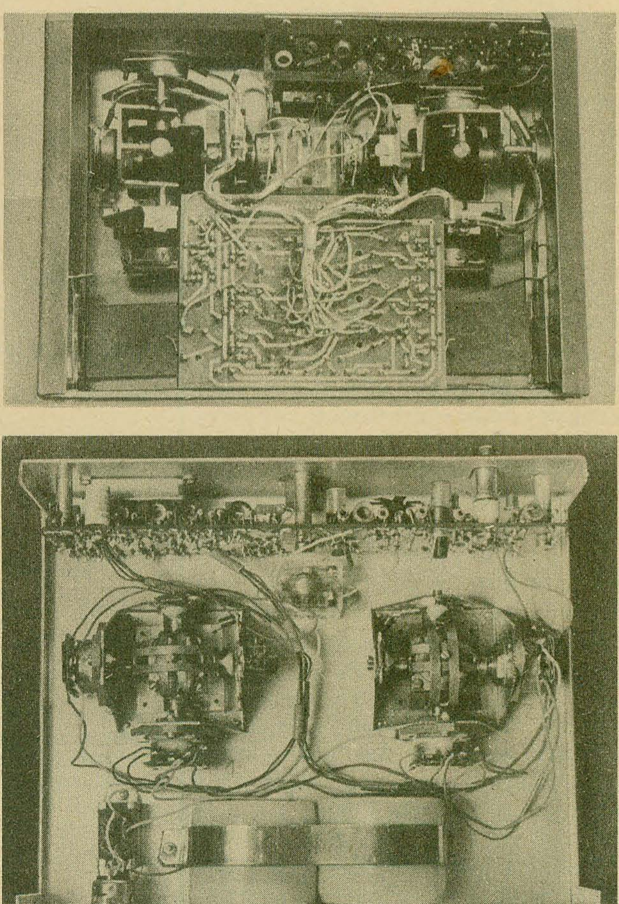


Bild 6.8
Innenansicht des Fernsteuersenders; a — *Varioprop 8 S* (links), b — *start dp 5* (o. rechts), c — Eigenbau (u. rechts)

trolle vorgesehen, denn die vorhandene Buchse dient zum Anschließen des Empfängerakkumulators. Beim Laden sind dann beide Akkumulatoren in Reihe geschaltet, werden also unabhängig von ihrem Ladezustand mit dem gleichen Strom die gleiche Zeit geladen. Da aber beide Akkumulatoren in den seltensten Fällen den gleichen Ladezustand haben, wird entweder der eine Akkumulator überladen oder der andere nicht voll geladen. Beides ist gleichermaßen schädlich. Also lädt man am sichersten beide Akkumulatoren getrennt an einem Ladegerät mit zwei Ausgängen von etwa 50 mA gemäß ihrem Ladezustand auf. Die kleine Unbequemlichkeit eines vom Sender getrennten Ladegeräts macht sich damit auf die Dauer mehrfach bezahlt. Über die Ladebuchse im Sender ist außerdem die so wichtige Kontrolle des Ladezustands des Akkumulators in einfacher Weise möglich. Daß die Ladebuchse bei besonderer Schaltung noch weitere Vorteile bietet (Lehrer-Schüler-Betrieb), darauf wird in Abschnitt 6.2. noch eingegangen.

Manchmal vergißt man, bei Beendigung des Fernsteuerbetriebes den Sender auszuschalten. Das sollte allein schon deswegen unbedingt vermieden werden, da es unter Umständen einen neuen PA-Stufentransistor kostet. Wird das Ausschalten doch vergessen, so stellt man im günstigsten Fall zu Beginn des nächsten Modellstarts (nach einigen Tagen) dann nur noch fest: »Der Akkumulator ist tot.« Daher ein Tip in dieser Sache. Man mache es sich zur Regel, daß nach jedem Fernsteuertag zu Hause der Ladezustand der Akkumulatoren von Sender und Empfänger kontrolliert wird und danach sofort die Akkumulatoren gemäß Tabelle 5.4. geladen werden. Auf diese Weise kann man immer beruhigt mit seinem Modell hinausfahren, eines ist

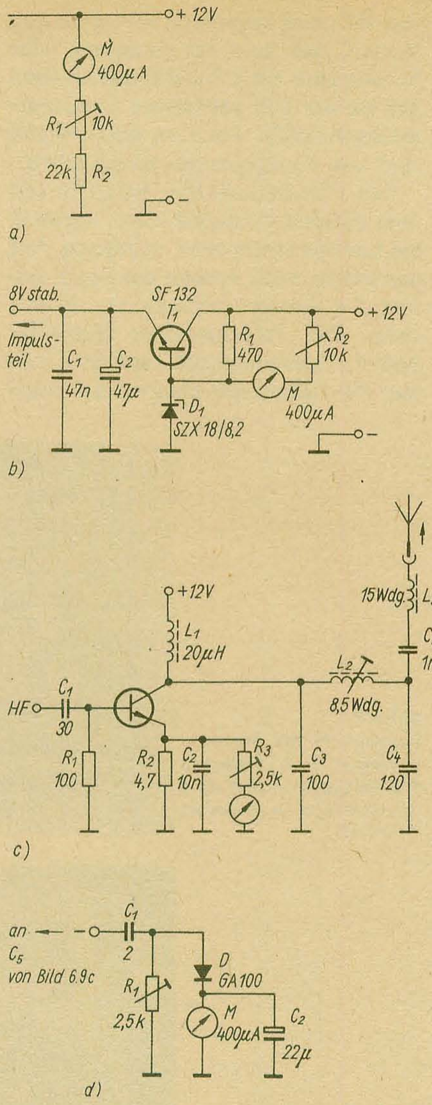

+ 12V
M
400µA
R1
10k
22k
R2
−
a)
8V stab.
Impuls-teil
C1
47n
C2
47µ
SF 132
T1
R1
470
R2
10k
M
400µA
D1
SZX 18/8,2
+ 12V
−
b)
+12V
L1
20µH
15Wdg.
L3
C5
1n
L2
8,5Wdg.
HF
C1
30
R1
100
R2
4,7
C2
10n
R3
2,5k
C3
100
C4
120
c)
an C5 von Bild 6.9c
C1
2
R1
2,5k
D
GA100
M
400µA
C2
22µ
d)

Bild 6.9
Schaltungsvarianten des Einbaumeßinstruments; a – Betriebsspannungskontrolle, b – Betriebsspannungskontrolle mit gespreizter Anzeige, c – indirekte HF-Messung, d – direkte HF-Messung

dann sicher: »Die Akkumulatoren sind geladen«. Daß geladene Akkumulatoren noch kein Garantieschein sind, das liegt in der Natur der Sache. Das Fernsteuern hält viele Überraschungen bereit, mit denen man nicht rechnet, und noch mehr, die man noch gar nicht kennt. Es ist unglaublich, was einem so alles, meist noch ohne Vorankündigung, begegnet. Nur eines sollte man auf keinen Fall, sich dadurch die gute Laune und den Spaß verderben lassen.

Fast alle modernen Digitalsender haben, gut im Sichtfeld liegend, ein eingebautes Meßinstrument. Je nach Schaltungsvariante kann auf einen Blick die Kontrolle der Betriebsbereitschaft, unter Umständen sogar der HF-Abstrahlung des Senders abgelesen werden. Am besten eignen sich dazu Profil-Einbauinstrumente, wie sie z. B. als Indikatorinstrumente bei Kassettenrekordern oder Stereogeräten verwendet werden. In der einfachsten Form wird das kleine Drehspulinstrument als Voltmeter zur Betriebsspannungskontrolle geschaltet (Bild 6.9a). Mit dem Einstellregler R_1 stellt man den Zeiger bei vollgeladenem Akkumulator bzw. neuen Trockenelementen genau auf Vollausschlag ein. Bei NK-Akkumulatoren ist diese Schaltungsvariante etwas problematisch. Da der gesamte Anzeigebereich genutzt wird, kann der Zeiger bei der nur geringfügig absinkenden NK-Akkumulator-Spannung auch nur wenig auswandern. Anders ist es bei Kohle-Zink-Elementen. Da Kohle-Zink-Trockenelemente erst bei zwei Drittel der Nennspannung von neuen, ungebrauchten Elementen erschöpft sind, kann ein merkbares Auswandern des Zeigers durch den Spannungsrückgang festgestellt werden. Diese Schaltungsvariante des Meßinstruments wendet man daher möglichst nur bei Sendern mit Kohle-Zink-Trockenelementen an. Beispiel: Sender *Mini 2*, Bild 3.34. Bei NK-Akkumulatoren birgt der nur geringfügig verminderte Zeigerausschlag, bedingt durch die relativ stabile Klemmenspannung des Akkumulators, im Betriebsbereich einige Gefahren in sich. Bei NK-Akkumulatoren tritt der deutlich merkbare verringerte Zeigerausschlag erst bei erschöpfter Kapazität und dann sehr schnell ein. Das führt in der Praxis zu einer rapiden Leistungsabnahme, wenn nicht sogar zu einem funktionsunfähigen Sender. Mit einem solchen Sender kann man aber kein Modell mehr fernsteuern, geschweige denn, ordnungsgemäß landen.

Um daher für NK-Akkumulatoren eine verbesserte Anzeige zu bekommen, ist das Prinzip der Meßbereichsspreizung angewendet worden. Da im Senderimpulsteil ohnehin eine Z-Diode zur Spannungsstabilisierung eingesetzt wird, nutzt man die Z-Diode gleichzeitig zur Meßbereichsspreizung (Bild 6.9b). Die Z-Diode unterdrückt für das Meßinstrument die Z-Spannung, so daß es nur noch

$$U_M = U_B - U_Z \qquad (81)$$

anzeigt. Da die Klemmenspannung des NK-Akkumulators zwischen 13 V und 11 V schwankt, liegt bei $U_Z = 8{,}2$ V am Meßgerät eine Spannung von 2,8 V bis 4,8 V an. Damit wird dann der Zeiger bei zunehmender Entladung des Akkumulators deutlich merkbar auswandern. Während der Zeiger bei $U_B = 13$ V auf Vollausschlag steht, wandert er bei $U_B = 11$ V, das entspricht noch etwa 10 % Kapazität, langsam in die linke Hälfte hinein. Hat der Zeiger also halben Vollausschlag erreicht, dann heißt das: »Fernsteuerbetrieb beenden und Akkumulator nachladen«. Mit dem Einstellregler R_2 kann man den Zeiger bei vollgeladenem Akkumulator auf Vollausschlag stellen (Anwendung: Sender *Multiplex Royal*, Bild 3.32). Mit dieser Schaltung läßt sich sehr gut der Ladezustand des Akkumulators beurteilen.

Noch vorteilhafter wäre es allerdings, wenn man neben dem Ladezustand mit dem Meßinstrument auch die HF-Abstrahlung kontrollieren könnte. Diese Möglichkeit bietet die Schaltung nach Bild 6.9c. Der Emitterstrom des HF-Endstufentransistors ist ein Maß für die im Kollektorkreis erzeugte HF-Leistung. Das Meßinstrument mißt über den Emitterstrom den Spannungsabfall am Emitterwiderstand. Mit dem Einstellregler kann man nach Abgleich der Endstufe den Zeiger auf Vollausschlag einstellen. Das muß allerdings bei eingeschraubter und ganz ausgezogener Antenne, also unter Last geschehen. Wird die Endstufe ohne Antenne betrieben, so entspricht das praktisch einer Spannungsquelle im Leerlauf, und das Meßgerät zeigt dann mehr an, obwohl der Sender keine HF abstrahlt. Man darf sich durch dieses Verhalten nicht täuschen lassen. Das Meßinstrument kann daher auch nur bedingt zum Abgleich der HF-Endstufe auf maximale Leistung herangezogen werden. Korrektere Aussagen über die abgestrahlte HF gestattet der Feldstärkemesser nach Bild 4.44, mit dem auch der Endstufen- und Antennenabgleich durchgeführt wird. Da bei sinkender Betriebsspannung auch die in der Endstufe erzeugte HF-Leistung zurückgeht, läßt sich mit dem Meßinstrument die HF-Leistung und indirekt auch der Ladezustand der Akkumulatoren kontrollieren (Anwendung: Eigenbausender, Bild 4.40).

Die HF-Messung kann auch direkt im Antennenfußpunkt vorgenommen werden. Diese Schaltungsvariante wird bei einigen Sender-HF-Teilen angewendet (Bild 4.19 und Bild 4.37). Über den kleinen Koppelkondensator C_1 (Bild 6.9d) zweigt man ein Teil der HF-Energie ab und richtet sie durch die Diode D_1 gleich. Mit dem Einstellregler R_1 kann das Meßinstrument auf Vollausschlag eingestellt werden. Um nur so wenig HF-Energie wie unbedingt notwendig abzuzweigen, ist der Koppelkondensator C_1 gerade so groß zu machen, daß der Zeiger des Meßinstruments Vollausschlag erreicht. Für die Anzeige hinsichtlich Betriebes mit und ohne Antenne bzw. Verwendung der Anzeige zum Endstufenabgleich gelten die Hinweise zur Schaltung nach Bild 6.9c. Diese Schaltungsvariante wird allerdings nur noch selten angewendet, da man jedes Milliwatt HF-Leistung auch über die Antenne abstrahlen will und möglichst nichts davon zu irgendwelchen anderen Zwecken abzweigt. Wünscht man eine Kontrollmöglichkeit für die abgestrahlte HF, so scheint die Schaltungsvariante nach Bild 6.9c am vorteilhaftesten zu sein, da bei ihr über den Emittergleichstrom gemessen wird und die volle HF-Leistung zur Antenne gelangen kann.

Als letzte Problematik ist nun noch etwas zu den Steuerknüppeln zu sagen. Beim Eigenbausender macht ihre Herstellung einen großen Teil der mechanischen Arbeiten am Sender aus. Die Knüppelaggregate von Industriesendern kosten etwa den dritten bis vierten Teil des gesamten Senders. Nach der Elektronik sind sie damit der zweitteuerste Teil des Senders. Je nach Aufgabenstellung sind im Laufe der Jahre verschiedene Knüppelkonstruktionen entwickelt worden, von denen einige im nachfolgenden besprochen werden.

Die einfachste Form der Kanalbetätigung bei Tip-Fernsteuersendern sind Drucktaster (Klingelknöpfe). Für erste Versuche und einfache Senderaufbauten bei Tip-Fernsteuersendern mag das

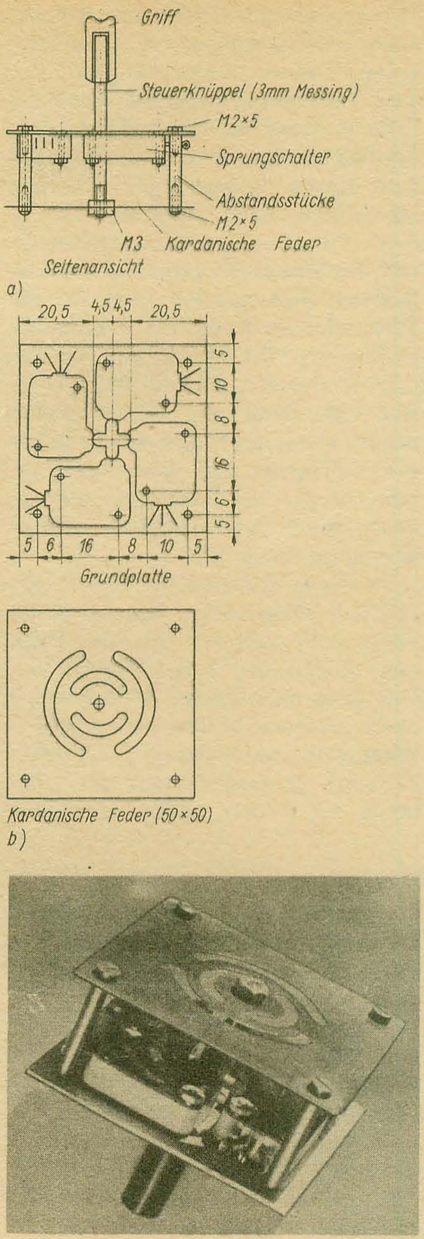


Bild 6.10
Knüppelkonstruktion für vier Tip-Kanäle; a – Aufbau des Knüppelaggregats, b – Einzelteile des Knüppelaggregats, c – Musteraufbau

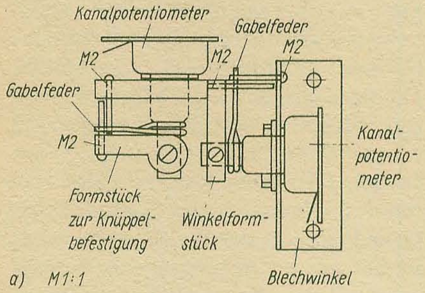
durchaus vertretbar sein, nur sollte man möglichst kontaktsichere Drucktaster (Sprungschalter) verwenden.

Etwas eleganter und in der Bedienung vorteilhafter sind auch bei Tip-Fernsteuersendern Knüppelkonstruktionen. Daß sich mit relativ geringem Aufwand ein Kanalknüppel für vier Tipkanäle aufbauen läßt, geht aus Bild 6.10 hervor. Durch die Kulissenführung des Steuerknüppels kann immer nur ein Kommando gegeben werden. Bei einer Zuordnung der Steuerfunktionen entsprechend den gemachten Vorschlägen ist dieser Steuerknüppel schon fast mit dem Steuerknüppel in einem großen Segelflugzeug vergleichbar. Für die vier Kanäle werden vier Sprungschalter auf einer Grundplatte montiert. Der eigentliche »Steuerknüppel« ist mit der kardanischen Feder (aus 0,5 mm Federmessing) verschraubt. Die kardanische Feder wiederum wird mit Hilfe von vier 20 mm langen Abstandsstücken auf der Grundplatte befestigt. Den Steuerknüppel führt man durch die kreuzförmige Kulisse in der Grundplatte in der Weise, daß jeweils immer nur ein Sprungschalter betätigt werden kann. Durch die Federwirkung der kardanischen Feder und unterstützt von der Federwirkung der Sprungschalter, wird der Steuerknüppel nach dem Loslassen immer wieder in die Mittellage zurückgeführt. Diese Konstruktion eines Steuerknüppels ist von *H. Martinez* entwickelt worden. Sie zeichnet sich durch exaktes Arbeiten (Sprungschalter) aus und ist wegen der geringen Bauhöhe platzsparend im Sender unterzubringen.

Wesentlich aufwendiger und komplizierter sind die Knüppelkonstruktionen für die Proportionalsender. Die Aufgabe besteht darin, zwei Potentiometer gleichzeitig, aber unabhängig voneinander, zu betätigen. Nur in dieser Weise können vier Funktionen (erforderlich für Motorkunstflug) mit zwei Händen vollproportional bedient werden. Will man nur zwei Proportionalfunktionen mit zwei Händen bedienen, so genügen wesentlich einfachere Knüppelkonstruktionen. Neben dieser Hauptforderung hat ein Steuerknüppel noch weitere zu erfüllen; er soll mechanisch präzise und spielfrei arbeiten, den Sender nach oben abdecken, damit nicht Staub oder Wasser eindringen können, und für den Amateur möglichst mit vertretbarem Aufwand nachbaufähig sein.

Für zahlreiche Fernsteuerzwecke (Schiffsmodelle, zweiachsgesteuerte Segelflugmodelle u. ä.) genügen zwei Proportionalkanäle. Viele Hersteller von Proportionalanlagen haben daher auch 2-Kanal-Anlagen in ihrem Programm. Beim 2-Kanal-Proportionalsender wird je ein Kanal mit einer Hand bedient, meist mit dem rechten Knüppel die Funktion »rechts-links« und mit dem linken Knüppel die Funktion »hoch-tief« bzw. »schneller-langsamer«. Für diese Zwecke genügen einfache Knüppelkonstruktionen. Im einfachsten Fall schaltet man für die Trimmung der Ruder ein zweites Potentiometer (1k1 oder 2,5k1) zum Kanalpotentiometer (5k1) in Reihe (s. a. Bild 3.30). Dann kann der Steuerknüppel direkt auf der Kanalpotentiometerachse befestigt und diese damit geschwenkt werden. Das Trimmpotentiometer wird zweckmäßig über eine Rändelscheibe betätigt.

An dieser Stelle noch ein Wort zum Problem »Trimmung«. Mit der Trimmung stellt man den neutralen Fahr- und Flugzustand eines Modells ein. Das kann natürlich am Modell selbst durch geeignete Maßnahmen erfolgen. Wenn sich aber während des Modellbetriebes herausstellt, daß die Trimmung des Ruders verändert werden



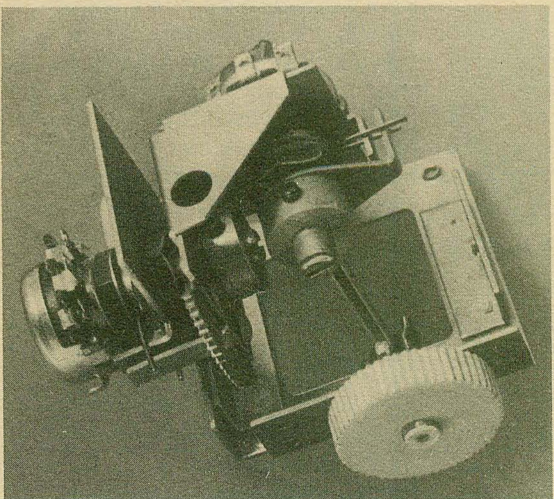


Bild 6.11
Konstruktion eines »offenen« Proportionalsteuerknüppels; a – Schnittzeichnung, b – Steuerknüppel vom Sender der Anlage *Digitron*

muß, dann läßt sich das schwer am Modell durchführen. Demzufolge wird schon beim Entwurf der Fernsteueranlage eine von der Kanalbetätigung unabhängige Steuertrimmung vorgesehen. Natürlich kann mit höherem mechanischem Aufwand für die Trimmung auch das Gehäuse des Kanalpotentiometers geschwenkt und dann eine Trimmvorrichtung wie beim Proportionalsteuerknüppel (Bild 6.13) vorgesehen werden.

Für den 2-Kanal-Proportionalknüppel gibt es im Prinzip drei konstruktive Lösungen. Erstens die »offene« Form, bei der die beiden Potentiometer auf einem Winkelstück angebracht sind, zweitens die Kreuzgelenkausführung und drittens den Kugelgelenksteuerknüppel. Die Verbesserung der Servoelektronik (s. a. Abschnitt 3.) und die damit erhöhte Auflösegenauigkeit auf < 1% bzw. < $^1/_{10}$ mm hat dazu geführt, daß an die Mechanik der Steuerknüppel bezüglich Präzision und Spielfreiheit erhöhte Anforderungen gestellt werden. Ein Kreuzgelenkknüppel bzw. ein Kugelgelenkknüppel soll leichtgängig, aber spielfrei sein. Das sind eigentlich zwei Forderungen, die einander entgegenlaufen. Bei häufiger Benutzung solcher Knüppelkonstruktionen zeigt sich dann auch durch die Abnutzung der Kulissenführung in zunehmendem Maße mechanisches Spiel (0,1 bis 0,2 mm). Das ist aber für den Kunstflugpiloten schon zuviel, denn für ihn ist es im Prinzip egal, ob der tote Gang (Spiel) am Steuerknüppel oder am Servo auftritt.

Um auch dieses mechanische Spiel in der Übertragungskette auszuschalten, kehrte man in letzter Zeit wieder zur »offenen« Knüppelkonstruktion zurück (Bild 6.11). Bei dieser Konstruktion wird das Kanalpotentiometer 1 fest montiert. Das Gehäuse des Kanalpotentiometers 2 ist über ein Winkelstück fest mit der Achse des Potentiometers 1 verschraubt. Der Steuerknüppel »sitzt« fest auf der Achse des Potentiometers 2. Er befindet sich dann genau im Schnittpunkt der beiden Potentiometerachsen. Betätigt man das Potentiometer 1, so muß dabei das Potentiometer 2 mit um die Achse von Potentiometer 1 schwenken. Durch die formschlüssige Verbindung der beiden Potentiometerachsen mit dem Steuerknüppel wird jedes Lager- bzw. Kulissenspiel bis auf das Achsspiel von Potentiometer 2 vermieden. Damit ist eine äußerst präzise Steuerung möglich, die selbst höchsten Anforderungen genügt. Die Neutralisation des Steuerknüppels erfolgt

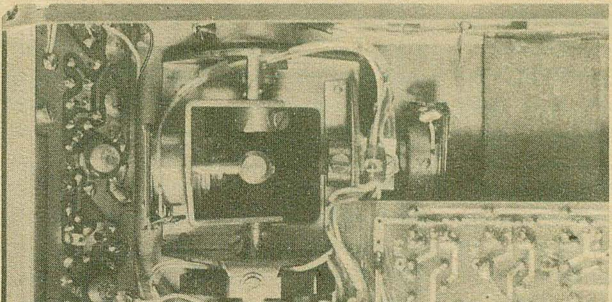


Bild 6.12
Proportionalsteuerknüppel des Senders *start dp 5*

über Gabelfedern, die um die Potentiometerachse gewickelt werden. Der Nachteil dieser Konstruktion besteht darin, daß ein zweites Potentiometer je Kanal zur Trimmung benötigt wird (Schaltung nach Bild 6.11) und die Knüppelmechanik zur Senderoberseite hin nicht abgeschlossen und damit gegen Staub und Wasser ungeschützt ist. Daher rührt auch die Bezeichnung »offener« Knüppel. Natürlich könnte man die Öffnung in der Senderoberseite durch eine geeignete Gummimanschette verschließen, hätte damit aber wieder eine Beeinflussung der Knüppelstellung, die gerade vermieden werden soll. Man schließt den Kompromiß lieber in Richtung »präzise Knüppelmechanik« und muß dann den Sender sorgfältig vor dem Eindringen von Staub und Wasser schützen.

Der Steuerknüppel nach Bild 6.12 erfordert beim Nachbau sicher den geringsten Aufwand. Etwas mehr Feinmechanikerarbeit muß man schon zum Aufbau des Kreuzgelenkknüppels nach Bild 6.13 aufwenden. Eine ähnliche Knüppelkonstruktion hatten die *Varioprop*-Sender bis 1973. Die angegebene Konstruktion ist vereinfacht worden, um den Nachbau zu erleichtern. Die konstruktiven Einzelheiten sind den Fotos, der Querschnitts- und der Einzelteilzeichnung zu entnehmen. Das gesamte Knüppelaggregat wird an einem Grundkörper (0,5-mm-Stahl- oder Aluminium-Blech) montiert. Diesen Grundkörper (Teil A) stellt man aus einem Stück her, indem die Seitenflächen abgekantet werden. Erst nach dem Abkanten sind die Bohrungen und Durchbrüche anzureißen. Die Neutralstellung des Steuerknüppels wird jeweils durch zwei über eine Feder betätigte Hebel festgelegt (Teil C). Diese Lösung hat den Vorteil, daß sie leicht nachzubauen ist und zudem die Umstellung auf nichtneutralisierten Betrieb dadurch ermöglicht, daß die Feder an einem Hebel ausgehängt wird. Durch Verwendung von Federn mit unterschiedlicher Charakteristik kann man den Knüppeldruck (weich oder hart) genau dem Steuergefühl des Piloten anpassen. Den gleichen Zweck erfüllt auch eine Schenkelfeder, die aber etwas schwieriger herzustellen ist. Das Kreuzgelenk (Teil D und E) und der Kulissenbügel (Teil F) sind aus Messing, es können aber auch andere Werkstoffe (Stahl, Aluminium) genommen werden. Die Einzelteile sind mit Zweikomponentenkleber zusammengeklebt worden. Einige Überlegungen erfordert allerdings der Trimmhebel (Teil B). Im Prinzip kann für die Trimmung ein zweites Potentiometer verwendet werden. Von dieser Lösung ist man im Laufe der Entwicklung aber abgekommen. Heute erfolgt die Kanaltrimmung und -betätigung mit einem Potentiometer.

Bei der Kommandogebung über ein Potentiometer bietet es sich an, den Kanal durch Verdrehen der Potentiometerachse und die Trimmung durch Verdrehen des Potentiometergehäuses zu betätigen. Dabei ist aber zu beachten, daß es auf die Relativbewegung von Potentiometerachse und -gehäuse ankommt. Das Problem sei an einem Beispiel erklärt. Fährt das Modell eine leichte Linkskurve und soll auf Geradeauskurs gehen, so wäre dazu eine Knüppelbewegung am Sender nach rechts notwendig. Der Kurs soll nun mit Hilfe der Trimmvorrichtung am Sender korrigiert werden. Will man aber mit dem Potentiometergehäuse eine gleiche Widerstandsänderung in gleicher Richtung erzielen, muß es um den gleichen Winkel wie die Achse durch den Steuerknüppel gedreht werden, aber in **entgegengesetzter** Richtung. Dieses Verhalten beruht auf der gegenläufigen Relativbewegung von

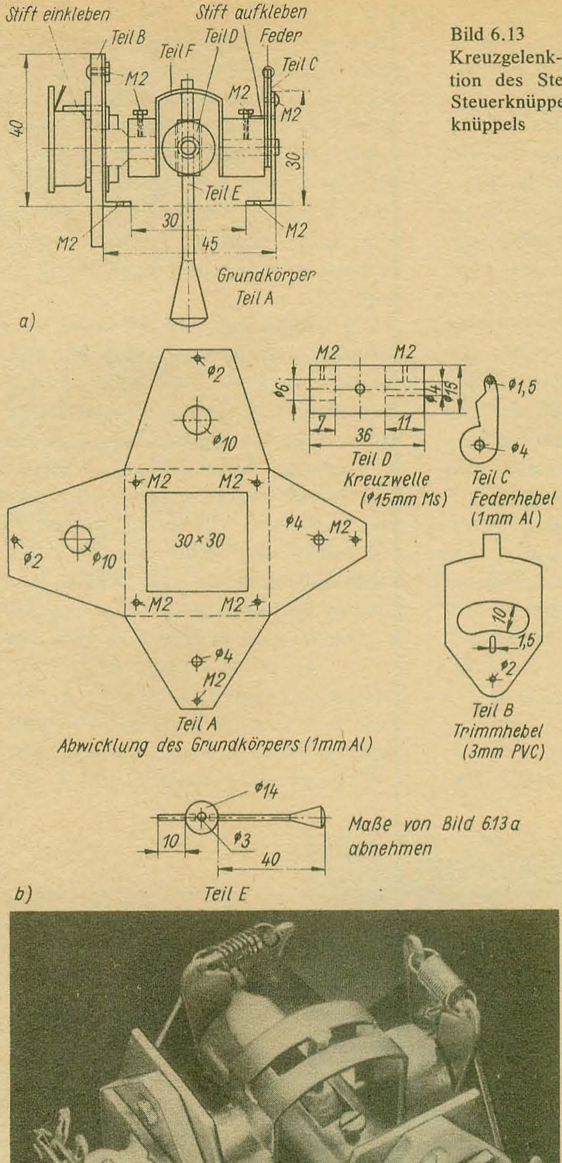

Stift einkleben
Stift aufkleben
Teil B
Teil F
Teil D
Feder
Teil C
M2
M2
M2
40
30
Teil E
30
45
M2
M2
Grundkörper
Teil A
a)
φ2
φ10
M2
M2
φ2
φ10
30×30
φ4
M2
M2
M2
φ4
M2
Teil A
Abwicklung des Grundkörpers (1mm Al)
M2
M2
φ6
φ4
φ15
7
36
11
Teil D
Kreuzwelle
(φ15mm Ms)
φ1,5
φ4
Teil C
Federhebel
(1mm Al)
10
1,5
φ2
Teil B
Trimmhebel
(3mm PVC)
φ14
10
φ3
40
Maße von Bild 6.13a abnehmen
b)
Teil E

Bild 6.13
Kreuzgelenk-Proportionalknüppel; a – Konstruktion des Steuerknüppels, b – Einzelteile des Steuerknüppels, c – Musteraufbau des Steuerknüppels

Achse und Gehäuse. Wenn das klar ist, muß man sich überlegen, wie sich mit einer einfachen Einrichtung eine angenommene Rechtsdrehung des Trimmhebels in eine Linksdrehung des Potentiometergehäuses umformen läßt.

Bei der vorgeschlagenen Lösung funktioniert das folgendermaßen: Der Trimmhebel (Teil B) wird mit einer M-2-Schraube am Grundkörper schwenkbar befestigt. Er kann etwa um den Winkelbetrag von ± 30° geschwenkt werden. In dem nierenförmigen Durchbruch bewegt sich der Gewindeansatz des Potentiometergehäuses. Da der Gewindeansatz durch eine 10-mm-Bohrung im Grundkörper (Teil A) drehbar »festgehalten« wird, kann der Trimmhebel zwischen Potentiometergehäuse und Grundkörper hin- und hergeschwenkt werden. Auf das Potentiometergehäuse klebt man einen 1,5-mm-Zapfen (Stück eines Nagels) auf, der in das Langloch des Trimmhebels eingreift. Zur besseren Führung des Zapfens wird auf das Potentiometergehäuse ein Stück Platinenmaterial aufgeklebt, in dem genau maßhaltig die benötigten Bohrungen angebracht worden sind. Durch probeweises Zusammenstecken der hergestellten Einzelteile stellt man nun fest, ob alles einwandfrei zusammenspielt. Dabei ist auch zu beobachten, daß sich beim Schwenken des Trimmhebels das Potentiometergehäuse gegenläufig bewegt.

Die quadratische Öffnung des Grundkörpers ist nach oben mit einer Gummimanschette und damit das Senderinnere nach außen abgeschlossen. Eine solche Manschette kann man sich aus einem Stück Fahrradschlauch ausschneiden. Wer es ganz gut machen will, klebt sie aus Teilen pyramidenförmig zusammen. Eine ähnliche, aber etwas aufwendigere sehr präzise Ausführung des Kreuzgelenkknüppels von *H. Martinez* ist in Bild 6.14 wiedergegeben. Mit etwas Geduld und feinmechanischem Geschick lassen sich nach diesem Prinzip sehr exakt arbeitende Steuerknüppel im Selbstbau herstellen.

Wird der Steuerknüppel statt in dem

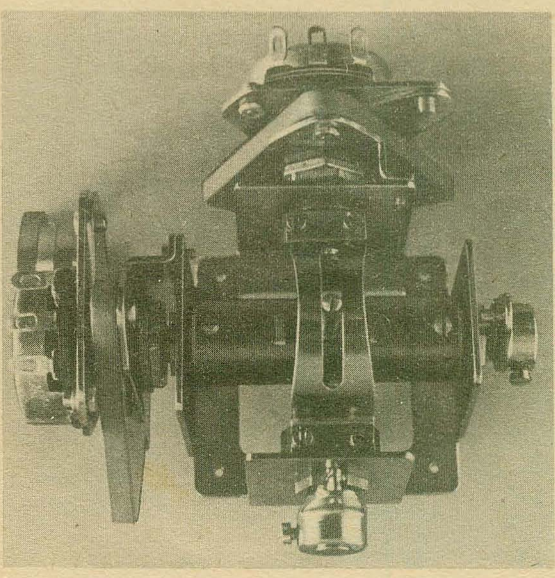


Bild 6.14
Kreuzgelenkknüppel mit Schenkelfeder (Konstruktion und Aufbau von *H. Martinez*)

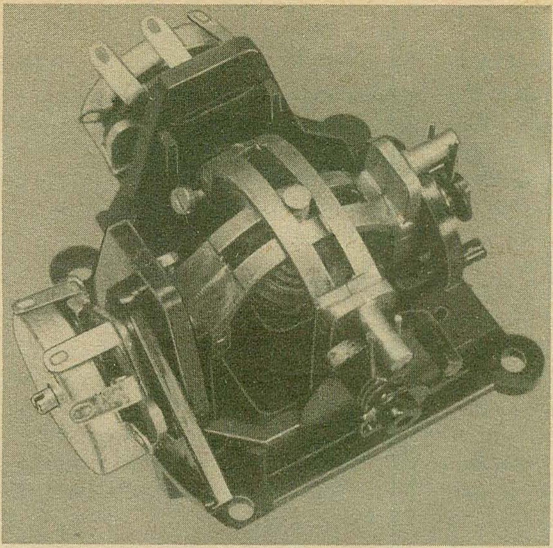


Bild 6.15
Kugelgelenkknüppel (Sender *Varioprop 8 S*)

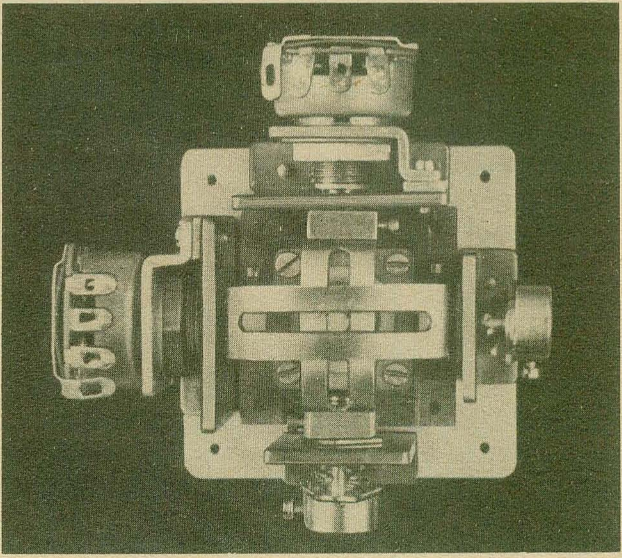


Bild 6.16
Kugelgelenkknüppel (Aufbau von *H. Martinez*)

Kreuzgelenk in einem Kugelgelenk geführt, so ist für das Potentiometer 1 ebenfalls ein Kulissenbügel notwendig. Mit dieser Knüppelkonstruktion sind heute die meisten industriell hergestellten Fernsteuersender ausgerüstet (Bild 6.15). Bei präziser Herstellung ermöglicht sie ein feinfühliges Steuern, ohne daß eine Gummimanschette die Knüppelführung beeinflußt. Durch das Kugelgelenk ist das Senderinnere vollständig abgeschlossen; Staub und Wasser können nicht eindringen. Die Verwendung von Spritzgußteilen aus

Metall oder Kunststoff und von Spezialpotentiometern führt bei dieser Konstruktion zu einer geringen Anzahl der Teile. Beim Selbstbau macht die Herstellung des Kugelgelenks einige Mühe. Die Anfertigung des Kugelgelenks erfordert einige zusätzliche feinmechanische Maschinenarbeit im Vergleich zur Version nach Bild 6.13. Bei dem Eigenbau nach Bild 6.16 stammt die Kugel aus einem Kugellager und ist ausgeglüht worden. Zur besseren Lagerung der Kugel befindet sich in dem prismatischen Grundkörper des Kugelgelenks eine eingebaute Kunststoffkalotte. Wie aus Bild 6.16 hervorgeht, besteht bei den anderen Einzelteilen des Steuerknüppels kein Unterschied zur Version nach Bild 6.13, so daß sich weitere Erläuterungen und Einzelteilzeichnungen erübrigen.

6.1.2. Empfängermechanik

In der Entwicklung der Fernsteuerempfänger ist das zielgerichtete Streben nach immer kleineren und leichteren Aufbauten unverkennbar. Gleichzeitig sollen die modernen Empfänger aber auch den rauhen Beanspruchungen des Modellbetriebes (Vibrationen durch Motoren, Abstürze u. a.) gewachsen sein. Eine solche Beschleunigungsfestigkeit kann aber nur durch hochwertige Widerstände, Kondensatoren und Bandfilter sowie spezielle Bauelementeeinbauweisen erreicht werden. Als Platinenmaterial verwendet man wegen der höheren Festigkeit nur noch GFP-Material (glasfaserverstärktes Polyester) von 1 oder 1,5 mm Stärke. Bei dem gedrängten, platzsparenden Aufbau werden die Bauelemente stehend angeordnet. Durch diese Bauweise sind besonders Widerstände und Kondensatoren gefährdet. Daher wird die Lage der Bauelemente oft mit einer Vergußmasse fixiert. Recht gut eignet sich dazu nichtklebender, kalthärtender Silikonkautschuk. Man gießt ihn über die Bauelemente und läßt ihn aushärten. Bei Reparaturen kann er ohne Schwie-

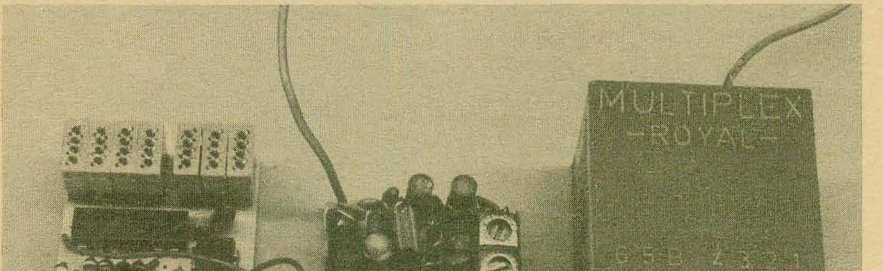


Bild 6.17
Digitalempfänger mit getrennten Platinen für Super und Dekoder (Anlage: *Multiplex Royal*); a – Musteraufbau, b – Einbau in das Gehäuse

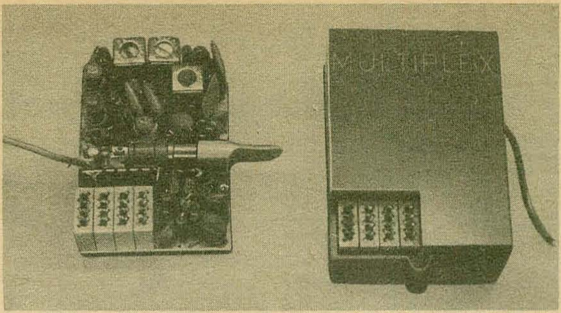


Bild 6.18
Kleinempfänger mit IS [Anlage: *Multiplex-Mini 2(4)*]

rigkeiten von den Bauelementen gelöst und diese können gewechselt werden.

Bei Digitalanlagen ist der Aufbau vom Super und Dekoder auf einer Platine üblich (Bild 4.71). Ein kleinerer Aufbau ergibt sich, wenn Super und Dekoder auf je einer Platine aufgebaut werden (Bild 6.17a). Diese Bauweise hat besonders für Reparaturen Vorteile, da man unter Umständen nur den Super oder den Dekoder auszuwechseln braucht. Der Einbau in ein kleines Gehäuse macht deutlich, welche geringen Abmessungen mit dieser Bauweise erzielt werden können (Bild 6.17b). Der Empfänger nach Bild 4.71 läßt sich in ähnlicher Weise in ein Gehäuse einbauen. Auf der zweiten Platine sind dann die Servoverstärker (Bild 3.60) untergebracht. Wegen der zunehmenden Schaltungsintegration durch den Einsatz von IS, besonders in den Dekoderschaltungen, ging der Platzbedarf der Empfänger weiter zurück. Im Interesse eines leichteren Service baut man wieder einen Teil der Bauelemente liegend und nicht mehr in einer solchen starken Packungsdichte wie beim Empfänger nach Bild 4.71 ein. Diese Bauweise erlaubt es außerdem, die Anschlußbuchsen für die Servos direkt in die Platine einzulöten. Das Einlöten der Steckbuchsen in die Platine erhöht zumindest für diesen Bauteil die Sicherheit und hat sich allgemein durchgesetzt. Ein Nachteil besteht allerdings bei dieser Bauform. Der Empfänger muß immer so viel Dekoderstufen enthalten, wie maximal benötigt werden, er ist nicht ausbaufähig. Will man z. B. seinen 4- oder gar 6-Kanal-Empfänger im 2-Kanal-Segler betreiben, muß immer der vollausgebaute Empfänger an Bord sein. Das bedeutet erhöhtes Gewicht und Risiko. Unter Ausnutzung aller Möglichkeiten (stehende Bauelemente, IS) ist es heute bereits möglich, einen kompletten 4-Kanal-Empfänger mit Dekoder und Anschlußbuchsen in einer Streichholzschachtel unterzubringen (Bild 6.18).

Neben dieser Bauform (Super und Dekoder mit Steckbuchsen auf einer Platine) gibt es daher eine zweite ausbaufähige Form. Typisches Beispiel für den ausbaufähigen Fernsteuerempfänger ist das *Varioprop*-System. Der Superhet bildet den Grundbaustein und die Dekoderstufen, in diesem Fall gleich mit Servoelektronik für ein oder zwei Kanäle, werden je nach Bedarf aufgesteckt (Bild 6.19). Damit läßt sich dieser Empfänger bis auf sechs Kanäle in einfacher Weise ausbauen. Die Verwendung von Ruderservos ohne eingebaute Elektronik bietet außerdem noch folgende Vorteile, die auch viele Amateure bei Selbstbauanlagen nutzen: Soll ein Empfänger in mehreren Modellen eingesetzt werden, so kann man zwar den Empfänger ohne Schwierigkeiten ein- und ausbauen, bei

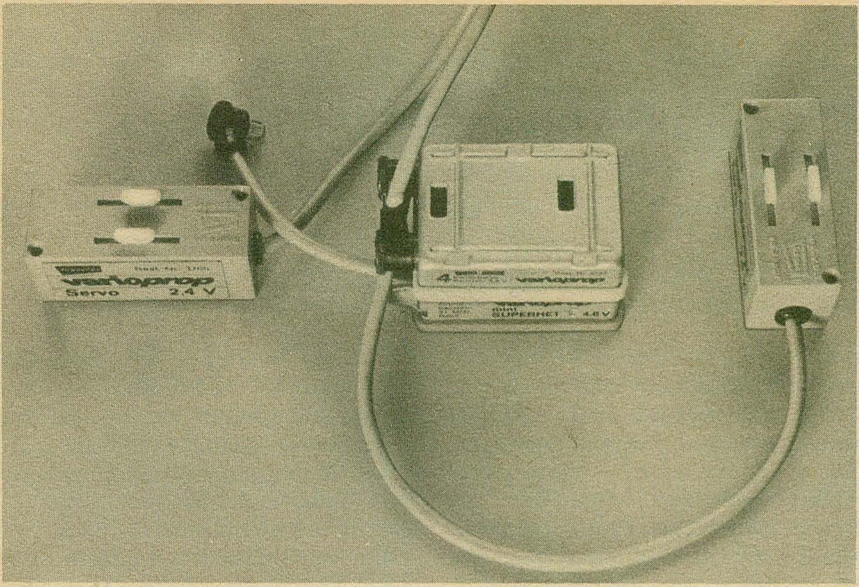


Bild 6.19
Empfänger in Steckbauweise mit Servo ohne Elektronik (*Varioprop*-System)

den Servos geht das aber meist nur sehr umständlich. Vorteilhafter sind daher Servos ohne Elektronik, die natürlich auch entsprechend billiger sind und im Modell bleiben können. Ab 1973 ist das *Varioprop*-System in dieser Hinsicht praktisch universell nutzbar, da seit dieser Zeit auch ein 4-Kanal-Dekodersteckbaustein und Servos mit eingebauter Elektronik zur Verfügung stehen.

Der Vorteil des *Varioprop*-Systems, seine Kombinierbarkeit bzw. Ausbaufähigkeit, birgt auch eine gewisse Gefahr in sich. Je mehr Steckverbindungen es bei einer Fernsteueranlage gibt, um so größer ist die Zahl der Fehlerquellen bei unsachgemäßer Handhabung. Andere Hersteller gingen daher konsequent den Weg, so wenig Steckverbindungen wie möglich einzubauen und verzichteten damit auf die Vorteile des *Varioprop*-Systems. Die geringste Zahl von Steckverbindungen erhält man, wenn die Servoelektronik in die Servos eingebaut wird. Damit ist neben den Servosteckern nur noch der Akkumulatorstecker notwendig (Bild 6.20). Welches der beschriebenen Systeme der Amateur für seine Anlage auswählt bzw. dem Nachbau zugrunde legt, hängt damit wesentlich vom Einsatzzweck und den damit gegebenen Bedingungen ab.

Als Gehäusematerial für den Empfänger eignen sich Aluminiumblech, besonders aber schlagzäher Kunststoff wie Polystyrol. Bei einem Aluminiumblechgehäuse muß man allerdings über den Spulen der Vorkreise Öffnungen vorsehen, damit diese nach dem Gehäuseeinbau nachgestimmt werden können. Ein solches Blechgehäuse kann man in der Art des Sendergehäuses nach Bild 6.2 aus zwei U-Blechteilen aufbauen. Bei Kunststoffgehäusen entfällt das Nachstimmen der Eingangskreise, so daß nur noch die Öff-

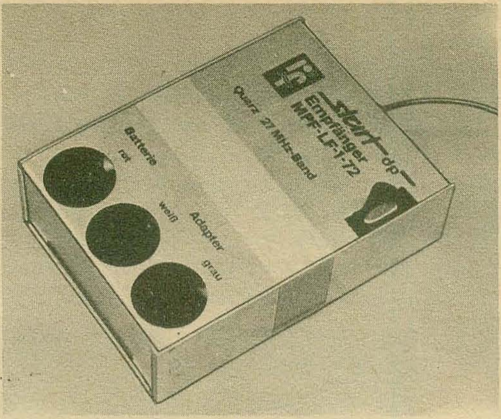


Bild 6.20
Empfänger der Anlage *start dp*

nung für den Steckquarz benötigt wird. Industriell hergestellte Empfänger haben fast durchweg ein Gehäuse aus schlagzähem Kunststoff. Da sich Polystyrol mit entsprechendem Kleber sehr gut kleben läßt, ist diese Bauweise auch für Eigenbauten empfehlenswert.

Für Eigenbauten noch ein Hinweis. Am unangenehmsten sind nur zeitweise auftretende Fehler, etwa hervorgerufen durch Wackelkontakte, ein gebrochenes Kabel u. ä. Derartige Fehler können durch das An- oder Ausreißen der Kabelenden an der Empfängerplatine infolge unsanfter Landungen auftreten. Eine einfache Sicherheitsmaßnahme gegen diese Fehler ist der zugentlastete Einbau der Kabel. Entweder macht man in das Kabel vor dem Durchtritt durch die Gehäusewand einen Knoten oder vernäht an dieser Stelle einen Hosenknopf mit dem Kabelstrang (mit Alleskleber festlegen!). Sind solche Sicherungen eingebaut, so wird der Kabelstrang bei Zugbeanspruchungen mit Sicherheit an der Steckkupplung aufgetrennt, und die Lötstellen an der Platine werden nicht mehr mechanisch beansprucht.

Diese Überlegungen und eine Analyse der häufigsten aufgetretenen Schäden an Fernsteuerempfängern haben sicher auch dazu geführt, daß bei modernen Fernsteuerempfängern die Buchsen für die Kabelanschlüsse in die Platine eingelötet werden. Nur die Antennenlitze wird noch als einzelner Draht (hochflexible Litze) aus dem Empfänger herausgeführt. Auf Zug beanspruchte Verbindungskabel ziehen dann lediglich die Stecker aus den Buchsen.

6.2. Hinweise zur Handhabung der Fernsteueranlage

In diesem Abschnitt werden einige wichtige Hinweise zur Handhabung der Fernsteueranlage regelartig zusammengefaßt. Nicht immer sind es Regeln im eigentlichen Sinn, manchmal auch Tips und Kniffe, also Kleinigkeiten, die helfen, die Fernsteueranlage sicher zu beherrschen und Schäden am Modell zu vermeiden. Diese Hinweise sind das Ergebnis eigener Erfahrungen, des Abguckens bei »alten Hasen«, aber auch endloser Fachsimpeleien. Der Abschnitt ist in Hinweise zur Handhabung des Senders und des Empfängers unterteilt. Dabei wird durchaus nicht übersehen, daß beides Teile einer Fernsteueranlage sind und daß also mancher Hinweis für Sender und Empfänger gleichermaßen gilt. Eine solche, für den gemeinsamen Betrieb beider Teile gültige Regel betrifft das Einschalten der Fernsteueranlage. Manch einer wird sich fragen: »Was, selbst dafür gibt es eine Regel?« Es ist an dem, und es wird auch dargelegt, warum. Beim Ein- und Ausschalten der Fernsteueranlage verfahre man folgendermaßen:

Einschalten der Anlage: **Zuerst** Sender EINschalten, danach Empfänger EINschalten.

Ausschalten der Anlage: **Zuerst** Empfänger AUSschalten, danach Sender AUSschalten.

Mit dieser Schaltfolge verhindert man, daß Fremdsender oder äußere Störungen den Empfänger zum Ansprechen bringen und damit eventuelle Schäden an den Servos (auf Anschlag laufen und verklemmen) verursachen.

Diese erste Regel wird durch eine zweite ergänzt.

Alle Fernsteuerfunktionen sind am Sender und am Modell vor dem Start bei laufendem Motor (E-Motor oder Kleindiesel) zu kontrollieren (Bild 6.21).

Der weitaus größte Teil der Fehler bzw. Störungen läßt sich an dieser Stelle durch die Funktionskontrolle zumindest feststellen. Sei es auch nur, daß vergessen worden ist, den Sender oder Empfänger einzuschalten. Reagiert bei der Funktionskontrolle vor dem Start auch nur eine Funktion nicht einwandfrei (zuckendes Servo, zu geringer Aus-

Bild 6.21
Modell am Start; a – Rennbootmodell, b – modernes Hangflugmodell

schlag o. ä.), so wird das Modell nicht gestartet. Das Modell sollte grundsätzlich nur freigegeben werden, wenn die Störquelle bzw. der Fehler gefunden und behoben worden ist, also alle Funktionen (Servos, Segelwinde, E-Motorregler u. a.) wie gewohnt reagieren. Mag eine nicht erkannte Störung selbst bei einem Rennbootmodell noch relativ ungefährlich sein, bei Flugmodellen führen solche Versäumnisse meist zum Modellverlust. Der Autor erlebte einmal, wie der Pilot eines Motorseglers nach dem Start lakonisch feststellte: »Mein Empfänger ist nicht eingeschaltet.« Waren die Flugfiguren auch noch recht lustig anzuschauen, die dieses nun freifliegende Modell ausführte, nach seiner Rückkehr zum Erdboden bzw. der »Landung« an der Hauswand sah es nicht mehr lustig aus. Wie so oft im Leben haben kleine Ursachen große Wirkungen. Damit sollte nur gesagt werden, daß es durchaus zweckmäßig ist, sich solche Regeln zur Regel, also zur Gewohnheit zu machen.

6.2.1. Hinweise zur Handhabung des Fernsteuersenders

Auf die Bedeutung der Polarisation der HF-Abstrahlung ist bereits in Abschnitt 4.2.1.4., Antenne, und Abschnitt 6.1.1., Sendermechanik, hingewiesen worden. Bei der praktischen Handhabung des Senders kommt es nun darauf an, die dort abgeleiteten Schlußfolgerungen richtig anzuwenden. Die besten Ausbreitungsbedingungen (Rundumcharakteristik) erhält man bei vertikal gerichteter Sendeantenne. Das bedeutet, zum Fernsteuern müßte dann der Sender in der Weise gehalten werden, daß die Antenne fast im »Lot« ist. Demzufolge sollte die Antenne am Modell auch vertikal (Stab- oder Drahtantenne) angebracht sein.

Befindet sich am Modell aus irgendeinem Grund eine horizontal polarisierte Antenne, so muß auch die Sendeantenne möglichst waagerecht gehalten werden. Das hat aber zur Folge, daß die Sendeantenne entsprechend den Bewegungen des Modells geschwenkt wird, damit beide Antennen möglichst immer in die gleiche Richtung weisen. Das trifft nur dann nicht zu, wenn das Modell mit der längs gespannten Antenne direkt auf den Piloten zukommt. Dann müßte der Pilot mit der Sendeantenne auf das Modell »zeigen«. In Richtung der Antennenachse hat die Antenne aber ihr Strahlungsminimum. Das gilt für die Sendeantenne wie in analoger Weise für die Empfängerantenne, die in Richtung ihrer Achse das Empfangsminimum hat. Die Schlußfolgerung daraus kann nur sein: Mit der Sendeantenne **nie** auf das Modell zeigen! Ist die Empfängerantenne horizontal gespannt, so daß auch die Sendeantenne horizontal gehalten werden muß, dann soll sich der Pilot in der Weise stellen, daß immer die Breitseite der Antenne zum Modell »zeigt«.

Aus diesen Erörterungen geht schon hervor, daß eine ideale Übereinstimmung der beiden Polarisationsebenen im praktischen Modellbetrieb wegen der Bewegung des Modells nur selten realisiert werden kann. Trotzdem sollte man es anstreben, selbst wenn das Modell nicht sehr weit entfernt ist und demzufolge noch Reichweitereserven vorhanden sind. Besonders beim Flugmodell sind die Störungen bereits einige Meter über dem Erdboden wesentlich stärker als am Erdboden, so daß jedes Millivolt Antennenspannung am Eingang des Empfängers erhöhte Sicherheit bedeutet. Auch deswegen also immer darauf achten, daß die Sendeantenne genau wie die Empfängerantenne polarisiert ist.

Es sei an dieser Stelle noch auf eine Selbstverständlichkeit hingewiesen. Die Sendeantenne wird so fest in das Sendergehäuse eingeschraubt bzw. eingesteckt, daß es auf keinen Fall einen Wackelkontakt geben kann, und immer auf ihre volle Länge ausgezogen. Die nur um wenige Zentimeter (gegenüber der beim Abgleich benutzten Antennenlänge) verkürzte Antenne mindert die abgestrahlte Leistung ganz erheblich. Genauso selbstverständlich ist es, daß man den Sender nie **ohne** aufgesteckte bzw. angeschraubte vollausgezogene Antenne betreibt. Die Antenne stellt die Last für die HF-Endstufe dar. Fehlt die Antenne, so wird die sonst von der Antenne abgestrahlte HF-Leistung zusätzlich in der HF-Endstufe in Wärme umgesetzt. Außerdem steigt die HF-Spannung der leerlaufenden Endstufe stark an. Es besteht daher für den Endstufentransistor die Gefahr des »Wärmetods« oder des Spannungsdurchschlags. Deswegen also eine weitere Regel:

Sendeantenne völlig ausziehen, einschrauben und erst dann den Sender einschalten!

Bei Schiffsmodellen wird die lange Sendeantenne mitunter zum Heranholen des Modells an das Ufer benutzt, welcher Minikapitän möchte schon gern nasse Füße haben. Bei diesen Angelversuchen sollte aber mit der Sendeantenne bei eingeschaltetem Sender die Empfängerantenne auf keinen Fall berührt werden. Das würde zum totalen Übersteuern des Empfängers und damit zum unregelmäßigen Zucken der Servos führen. Dadurch können Schäden an den Servos entstehen (Zahnradschäden, Verklemmen u. ä.).

Moderne Digitalanlagen sind für den Parallelbetrieb mehrerer Anlagen ausgelegt. Trotzdem bringt das technische Verhalten der Fernsteuergeräte einige Probleme mit sich, die im praktischen Betrieb beachtet werden müssen. Das eine Problem rührt von den Nebenwellen (Bandbreite) und das andere vom Kreuzmodulationsverhalten her. Bei Selbstbauanlagen kann es durchaus eintreten, daß sich zwei Anlagen, die in benachbarten Kanälen (z. B. 17 und 19) betrieben werden, durch zu große Senderbandbreite gegenseitig beeinflussen. Abhilfe ist dann nur zu schaffen, indem man auf andere Kanäle (24, 12 o. a.) mit größerem Abstand ausweicht.

Störungen können bei AM aber auch durch Kreuzmodulation hervorgerufen werden. Kreuzmodulation tritt ein, wenn der Störsender viel stärker als der eigene Sender ist, oder wenn sich der Störsender viel näher am Modell befindet als der eigene Sender. Daher sollten Fernsteuerpiloten oder -kapitäne, die gleichzeitig steuern wollen, möglichst Sender mit annähernd gleicher HF-Leistung verwenden und in einer Gruppe beisammenstehen. Der Abstand der Piloten beträgt 3 bis 5 m. Dann besteht auch nicht die Gefahr, daß dem Nachbarn mit der Antenne im Gesicht herumgefuchtelt wird. In der Weise wie die Sendeantenne nicht die Empfängerantenne berühren soll, sollte die Sendeantenne auch nicht die des Nachbarn berühren. Wer es einmal ausprobieren will, wird sich über die eigenwilligen Manöver seines Modells wundern. Das hat aber mit Kreuzmodulation nichts mehr zu tun.

Um beim Empfänger nicht noch einmal auf Kreuzmodulation eingehen zu müssen, an dieser Stelle noch ein weiterer Hinweis. Kreuzmodulation kann auch auftreten, wenn das weit entfernte Modell dicht an einem anderen Fernsteuersender vorbeifährt oder

-fliegt. Da das nicht immer ganz vermeidbar ist, sollte das Abstandsverhältnis

$$S_E \leqq 10 \cdot S_F , \qquad (82)$$

mit S_F – Abstand des fremden Fernsteuersenders zum Modell, S_E – Abstand des eigenen Senders zum Modell, eingehalten werden. Umfangreiche Messungen der Hersteller von Modellfernsteueranlagen ergaben, daß bei diesen Abstandsverhältnissen (gleiche Sendeleistung vorausgesetzt!) in der Regel noch keine Störung durch Kreuzmodulation auftritt.

Da Gruppen von Fernsteuerpiloten oder -kapitänen meist ein recht buntes Sendersortiment, angefangen bei den verschiedensten Fabrikaten bis hin zu Eigenbauanlagen, zusammenbringen, ist es wegen dieser Hinweise sinnvoll, vor der Aufnahme des Gruppenbetriebes die »Verträglichkeit« der Anlagen miteinander zu testen. Das Ergebnis dieser Verträglichkeitsprüfung sollte sich dann in einer Frequenztabelle niederschlagen, die jedem Teilnehmer »seinen« Kanal zuteilt. Je eher man für klare Verhältnisse und straffe Disziplin sorgt, um so weniger ist mit Störungen vom Nachbarn und deren unter Umständen unangenehmen Folgen zu rechnen. Aus diesem Grund ist es auch empfehlenswert, daß jeder Fernsteuerpilot den von ihm belegten Kanal durch ein farbiges Band an der Sendeantenne oder einen Aufkleber am Sender und am Modell kundtut.

Zum Schluß dieser Betrachtungen sei noch auf eine Selbstverständlichkeit hingewiesen. Man kann mit Pendelaudionempfängern wegen ihrer zu großen Bandbreite und der Störstrahlung keinen Parallelbetrieb durchführen. Damit bei Superhetanlagen im Parallelbetrieb keine gegenseitigen Störungen eintreten, sind die Bandbreitebedingungen für Sender und Empfänger einzuhalten. Man darf nur einen Sender gleichzeitig in einem Fernsteuerkanal betreiben. Es ließen sich zwar zwei oder drei Anlagen auf einem Kanal in unmittelbarer Nachbarschaft betreiben, nur fangen dann die betreffenden Modelle an zu »spinnen«. Ein Sonderfall des Betriebes von zwei Sendern in einem Kanal ist der »Lehrer-Schüler-Betrieb«, bei dem aber die beiden Sender umgeschaltet werden, so daß in Wirklichkeit auch nur ein Sender eingeschaltet ist.

Die Verwendung der Steckquarze brachte für die Fernsteueranlagen unbestreitbare Vorteile. Trotzdem sind im praktischen Betrieb einige Dinge unbedingt zu beachten. Da für die modernen Digitalanlagen fast ausschließlich für Sender und Empfänger steckbare Subminiaturquarze im Metallhalter (*HC 25 U*) verwendet werden, besteht die Gefahr, daß man Sender- und Empfängerquarz verwechselt. Damit werden Sender und Empfänger auf der Spiegelfrequenz betrieben, also auf einer Frequenz, auf die die HF-Schwingkreise gar nicht abgestimmt sind. Die Folge ist eine verminderte Sendeleistung und Empfängerempfindlichkeit und damit eine stark reduzierte Reichweite der Anlage. Das wäre zunächst nur ein kleiner Schönheitsfehler. Viel kritischer ist schon, daß dann der Sender auf unerlaubter Frequenz im Band 26,250 MHz bis 26,800 MHz arbeitet. Das sieht die *Deutsche Post* gar nicht gern und belegt die Sünder mit entsprechenden Strafen (Einziehung der Anlage, Geldstrafen). Jeder Fernsteueramateur achtet also im eigenen Interesse darauf, daß Sender- und Empfängerquarz nicht verwechselt werden. Um das von vornherein auszuschließen, verwendet der Autor bei seinen Eigenbauanlagen für den Sender die steckbaren Miniaturquarze im Metallhalter (*HC 6 U*) und für den Empfänger die steckbaren Subminiaturquarze im Metallhalter (*HC 25 U*).

Bei den Ausführungen zur Sendeleistung ist bereits dargelegt worden, daß es in der Praxis Sender mit recht unterschiedlicher Sendeleistung geben wird. Das ist im wesentlichen dadurch bedingt, in welcher Richtung man den Kompromiß Sendeleistung – Betriebszeit schließt. Moderne Digitalanlagen gehen im Interesse verbesserter Störungsabwehr eindeutig in Richtung hoher Sendeleistungen (1 W und mehr) und nehmen dabei stark reduzierte Betriebszeiten (2 Stunden) in Kauf. Abgesehen davon, daß das schon hochbelastbare NK-Akkumulatoren erfordert, scheint es doch sinnvoll für den Normalfall, Betriebszeiten von etwa 5 Stunden für die Anlage anzustreben. Welchen Kompromiß der Fernsteueramateur letzten Endes für seine Anlage schließt, bleibt seinen Vorstellungen und dem Einsatzzweck vorbehalten. Für die Handhabung der Anlage ist nur wichtig, daß meist der Sender eine kürzere Betriebszeit als der Empfänger hat. Man sollte also an einem Probenachmittag mit vollgeladenen Akkumulatoren die maximal erreichbare Betriebszeit feststellen. Der damit ermittelte Richtwert kann dann künftig als Norm betrachtet werden. Geht die Normzeit des Senders zu Ende, beobachtet man das Kontrollgerät am Sender aufmerksam, um vor Überraschungen (zusammengebrochene Sendeleistung) sicher zu sein. Wandert der Zeiger des Kontrollgeräts in die linke Hälfte aus, wird der Fernsteuerbetrieb abgebrochen und der Akkumulator von Sender und Empfänger nachgeladen.

Nimmt man den Sender nach längerer Pause wieder in Betrieb, so ist es zweckmäßig, die noch in den Akkumulatoren vorhandene Kapazität zu ermitteln und diese je nach Bedarf nachzuladen (Tabelle 5.4., S. 231) An dieser Stelle sei daher auch noch einmal auf die Regel hingewiesen:

Alle Akkumulatoren werden grundsätzlich am Ende eines jeden Fernsteuertages wieder neu auf volle Kapazität geladen. Bei längeren Pausen der Anlage, z. B. im Winter, sollten die Akkumulatoren mindestens alle acht Wochen mit I_{10} entladen und danach wieder geladen werden.

Diese einfache Maßnahme hilft, die Kapazität auch ungenutzter Akkumulatoren über lange Zeit auf voller Höhe zu halten. Für den Amateur ist das unmittelbar eine Kostenfrage.

Bei den bisherigen Ausführungen ist davon ausgegangen worden, daß der Pilot mit seinem Sender sein Modell fernsteuert. Das wird auch der Regelfall sein. Findige Leute haben aber herausbekommen, daß Fernsteuersender noch vielseitiger sind. Mit ihnen kann sogar eine Art praktischer »Fahrschul«-Unterricht für Modelle erteilt werden. Daß dieses Unterrichten in erster Linie für den Flugmodellbetrieb von besonderem Interesse ist, liegt in der Natur der Sache. »Es ist noch kein Meister vom Himmel gefallen«, so sagt das Sprichwort. Auf den Modellflug angewendet, würde das bedeuten, daß besonders der Anfänger die meisten Schwierigkeiten hat, mit seinem Modell nicht vom Himmel zu fallen. Schon mancher »alte Hase« oder auch Meister des Modellfluges wird bei den ersten Flugversuchen von Anfängern zugeschaut haben und mußte tatenlos dabeistehen, wenn durch anfängliche Ungeschicklichkeit des »Lehrlings« ein Modell zu Bruch ging. Einem erfahrenen Piloten wäre es durchaus, bei Vorhandensein entsprechender Möglichkeiten, gelungen, das Modell auch aus kritischen Fluglagen sicher herauszuführen.

Diese Möglichkeit bietet die moderne Digitalanlage. Es wird ganz ähnlich wie bei der Fahrschule gemacht. Kupplung und Bremse des Fahrlehrers bildet im vorliegenden Fall der »Lehrersender«, der auf dem gleichen Kanal wie der »Schülersender« arbeitet. Gekoppelt werden beide Sender mit einem speziellen Verbindungskabel, das man an die Ladebuchsen der Sender anschließt. Die Ladebuchse des Senders wird in der Weise geschaltet wie bei den Sendern nach Bild 3.27, Bild 3.32 oder Bild 3.34. Der EIN-AUS-Schalter des Senders arbeitet in diesem Fall als Umschalter, denn bei Stellung EIN ist der Senderakkumulator auf Klemme 2 und bei Stellung AUS auf Klemme 1 geschaltet. Verbindet man den Lehrer- und Schülersender mit dem Kabel nach der Schaltung von Bild 6.22, so kann der Modellflugunterricht beginnen.

Der Schalter des Schülersenders bleibt dabei immer auf Stellung AUS. Sollen Fehlbedienungen verhindert werden, entfernt man den Akkumulator aus dem Schülersender. Befindet sich der Schalter des Lehrersenders auf AUS, so wird der Schülersender über das Kabel mit Betriebsspannung versorgt. Der Schüler kann das Modell fernsteuern. Bringt man den Schalter des Lehrersenders auf Stellung EIN, so wird der Lehrersender ein- und der Schülersender ausgeschaltet. Der Lehrer steuert nun das Modell. Im praktischen Betrieb wird der Lehrer das Modell starten und auf eine sichere Höhe bringen. Nun kann er die Steuerung an den Schüler übergeben, indem er seinen Sender auf AUS schaltet. Bei kritischen Fluglagen oder bei der Landung greift dann der Lehrer in den Steuervorgang ein, indem er seinen Sender wieder auf EIN schaltet und damit die Steuerung des Modells übernimmt. Durch die Hilfestellung des Lehrers kann auch der Anfänger rasch und »schmerzlos« Erfahrungen bei der Steuerung der Modelle sammeln und erwirbt damit schnell die erforderlichen Fertigkeiten. Auf diese Weise können im Lehrer-Schüler-Betrieb auch ganz bewußt Havariesituationen trainiert werden, bis der Schüler die notwendige Sicherheit für den Alleinflug gewonnen hat.

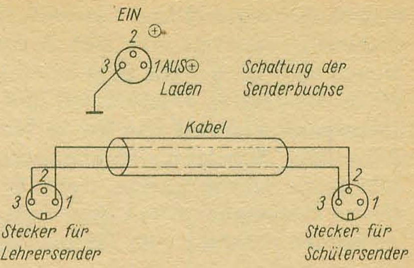


Bild 6.22
Verbindungskabel für Lehrer-Schüler-Betrieb

Genau wie in der richtigen Fahrschule heißt es auch dabei immer wieder üben, üben, üben ... Erst wenn die Steuerung bzw. Lenkung eines Flugmodells automatisch beherrscht wird, hat man das Modell wirklich »an der Leine«. Das Üben betrifft auch folgenden Fall: Wenn das Modell den Piloten an- und dann über ihn hinwegfliegt, tritt bei der Ruderbetätigung eine Seitenvertauschung ein. Fliegt das Modell auf ihn zu, so bewirkt die Knüppelbewegung nach rechts eine Linkskurve, vom Piloten aus gesehen. Fliegt das Modell von ihm weg, dann bewirkt die Knüppelbewegung am Sender nach rechts auch eine Rechtskurve des Modells. Dieses Verhalten des Modells bereitet dem Neuling erfahrungsgemäß einige Schwierigkeiten, denn er muß immer um- bzw. mitdenken. Der Pilot im richtigen Flugzeug hat diese Probleme nicht, da es für ihn keine Richtungsumkehr gibt. Um sich also das ständige Umdenken der Richtung bei An- und Abflug des Modells zu ersparen, »versetzt« man sich in das Modell und trainiert das ganz bewußt. Wenn das dann in »Fleisch und Blut« übergegangen ist und man fest im Modell »sitzt«, bereitet die Richtungsumkehr keine Schwierigkeiten mehr. Bei diesem Training kann der Lehrer-Schüler-Sender ebenfalls gute Dienste leisten.

Das in das Modell »Hineinversetzen« läßt sich auch mit Schiffsmodellen gut üben. Nur muß man dann beim »Umsteigen« in das Flugmodell beachten, daß Flugmodelle in der Regel nur mit kleinen Ruderausschlägen gelenkt werden, während man beim Schiffsmodell schon ganz schön mit dem Knüppel »rühren« konnte oder mußte. An dieser Stelle noch ein Ratschlag für angehende Fernsteuerpiloten:

»Geben Sie am Anfang nur kleine, wirklich ganz kleine Ruderausschläge!« Wer vorher Schiffsmodelle ferngesteuert hat, muß sich gründlich umstellen. Wenn der Pilot das Flugmodell dann »im Griff« hat, wundert er sich über die Riesenausschläge, die er ursprünglich dem Modell zumutete. An dieser Stelle müssen wirklich mit viel Gefühl und sehr vorsichtig die Grenzen des Modells ertastet werden. Daß gerade Proportionalanlagen die Möglichkeiten dazu bieten, ist ihr großer Vorzug.

6.2.2. Hinweise zur Handhabung des Fernsteuerempfängers

Auch diese Hinweise enthalten wieder eine Reihe von praktischen Erfahrungen, die regelartig zusammengefaßt werden. Diese Regelsammlung erhebt nicht den Anspruch auf Vollständigkeit, sie kann es gar nicht. Es sind allgemein anwendbare Regeln ausgewählt worden, die dann für den jeweiligen speziellen Fall sinngemäß abgewandelt bzw. angewendet werden müssen. In den meisten Fällen sind die Regeln für den Betrieb von Flugmodellen formuliert. Das deswegen, weil im Flugmodell durch die Vibrationen des Verbrennungsmotors und bei den Landungen die härtesten Beanspruchungen auftreten. Für den Betrieb des Empfängers im Schiffsmodell gelten die Regeln dann sinngemäß.

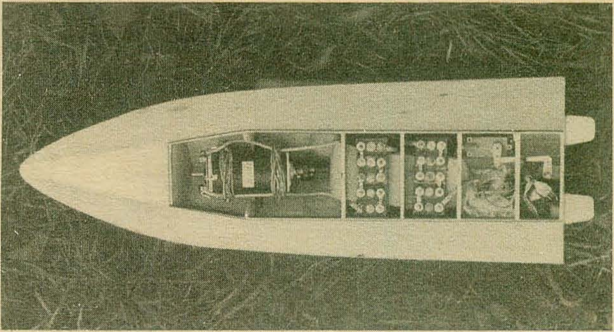
Bevor die Anlage im Modell eingebaut wird, führt man einen Reichweitetest durch. Mit optimal abgeglichenem Sender und Empfänger muß die Bodenreichweite bei 800 bis 1 000 m liegen. Wird dieser Wert wesentlich unterschritten, sollte die Anlage genau untersucht und der eventuell vorliegende Fehler behoben werden. Ausgenommen ist dabei der Fall, bei dem man die Anlage vorsätzlich mit verminderter Empfindlichkeit betreibt, und die geringe Reichweite völlig genügt. Beispiel dafür ist die Auslegung des Empfängers mit verminderter Empfindlichkeit für Schiffsmodelle mit Hochleistungs-E-Antrieb, um auf diese Weise den Empfänger für Störungen unempfindlich zu machen. Da die Anlage in diesem speziellen Fall auch nur Reichweiten bis 100 m zu überbrücken hat, läßt sich das Verfahren durchaus anwenden. Daß der Antrieb dann trotzdem noch auf das sorgfältigste entstört werden muß, ist selbstverständlich.

Verlief der Reichweitetest der Anlage zufriedenstellend, werden Empfänger, Akkumulator und Servos in das Modell eingebaut. Dafür gilt der Grundsatz:

Bei der Installation der Fernsteueranlage im Modell, selbst bei den allerersten Versuchen, wird nichts provisorisch gemacht.

Später nimmt man sich erfahrungsgemäß nicht die Zeit, Provisorien zu ändern, die aber stets Ursachen ernster Fehler sein können. Das soll nun aber nicht heißen, daß man am Anfang gleich die perfekte Lösung finden muß. Sind mit der gewählten Einbauvariante genügend Erfahrungen gesammelt und mit anderen Lösungsmöglichkeiten verglichen worden, so kann man selbstverständlich Verbesserungen vornehmen. Auch an dieser Stelle bewährt sich der Leitspruch: »Die einfachste ist auch meist die beste Lösung.« Dabei darf einfach nicht mit primitiv verwechselt werden. Die einfache Variante muß in allen Details vollwertig, aber eben die beste Lösung sein.

Da bei Modellen mit Verbrennungsmotor die Beanspruchungen durch die starken Vibrationen erheblich sind, wird gerade bei ihnen von Anfang an mit größter Sorgfalt und bewußt auf Sicherheit gearbeitet (Bild 6.23). Werden die Motorvibrationen direkt auf den Empfänger oder die Servos übertragen, so sind sie in der Lage, die hochempfindliche Elektronik in kurzer Zeit zu »zerlegen«. Ganz gleich, um welche Modellart es sich handelt, der Empfänger wird daher, rundum in viel Schaumstoff (allseitig 10 bis 15 mm) verpackt, hinter einem kräftigen Spant im Modell in der Weise untergebracht, daß er den Rumpf an keiner Stelle direkt berührt. Zweckmäßigerweise baut man für den Empfänger ein gutgefügtes separates Fach. Die NK-Akkumulatoren sind zwar sehr robust, trotzdem werden sie ebenfalls gut in Schaumstoff verpackt und, in Fahrtrichtung gesehen, immer vor dem Empfänger im Modell untergebracht. Besonders im Flugmodell ist der Empfänger gefährdet. Man verringert diese Gefahr auf das Mindestmaß durch sinnvolle Anordnung der Baugruppen. Dem dient auch die vorgenannte Regel, denn jeder bei einem Absturz nach vorn rutschende Akkumulator ist in der



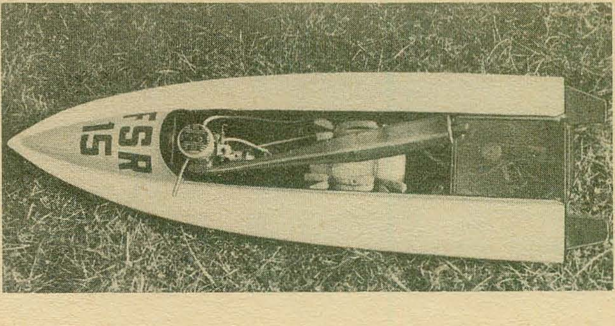
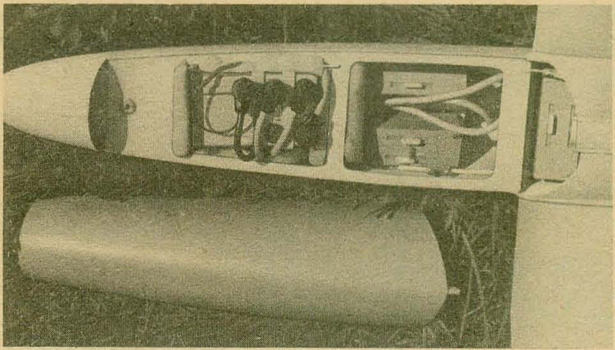


Bild 6.23
Einbau von Antriebs- und Fernsteueranlage im Schiffsmodell; a – Gleitboot der 1-kg-Klasse, F 1 – 1 kg, b – Gleitboot der Klasse FSR-15

Lage, den davor untergebrachten Empfänger zu zertrümmern. Beim Schiffsmodell hat es sich als sehr zweckmäßig erwiesen, den Empfänger möglichst wasserdicht in einer kleinen Plasttüte unterzubringen und ihn auf diese Weise vor Spritzwasser zu schützen. Hat man genügend Platz im Modell, dann kleidet man das Empfängerfach allseitig mit einer 10 mm dicken Schicht Schaumpolystyrol (Styropor) aus. Schaumpolystyrol ist leicht und hat hervorragende Dämmeigenschaften. Nicht umsonst werden hochempfindliche elektronische und optische Geräte (Objektive, Fotoapparate) darin verpackt. In das derartig ausgekleidete Fach wird der Empfänger dann noch mit Schaumstoff gepolstert passend eingesetzt (Bild 6.24). Der Schaumstoff soll dabei nur wenig zusammengedrückt werden. Das Verformen des Schaumstoffs nimmt dann bei harten Stößen die mechanische Energie auf.

Analoges gilt für den Einbau der Servos im Modell. Auch sie müssen vibrations- und stoßgeschützt eingebaut werden, dabei aber die Stellkräfte für die Ruder voll und exakt übertragen. Die Servos befestigt man daher durch Zwischenlegen von Gummischeiben oder Gummitüllen elastisch und vibrationsgeschützt. Befestigungsschrauben nicht zu fest anziehen! Musterhafte Einbauten der Elektronik im Modell zeigen die Bilder 6.23 bis 6.25. Die vorstehend gegebenen Hinweise sind dabei berücksichtigt worden.

Damit die Stellkraft des Servos voll am Ruder wirksam wird, muß die Anbringung der Ruder und die Kraftübertragung zu ihnen leichtgängig sein. Leichtgängige Ruder erfordern zum Verstellen weniger mechanische Kraft als schwergängige, demzufolge zieht der Servomotor auch weniger Strom. Leichtgängige Ruder und Kraftübertragungen tragen daher auch dazu bei, die



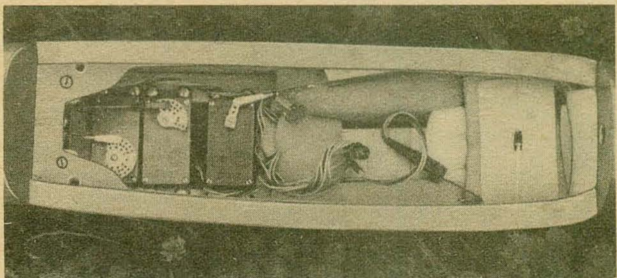


Bild 6.24
Einbau der Fernsteueranlage im Flugmodell; a – im Segelflugmodell (oben), b – im Kunstflugmodell (unten)

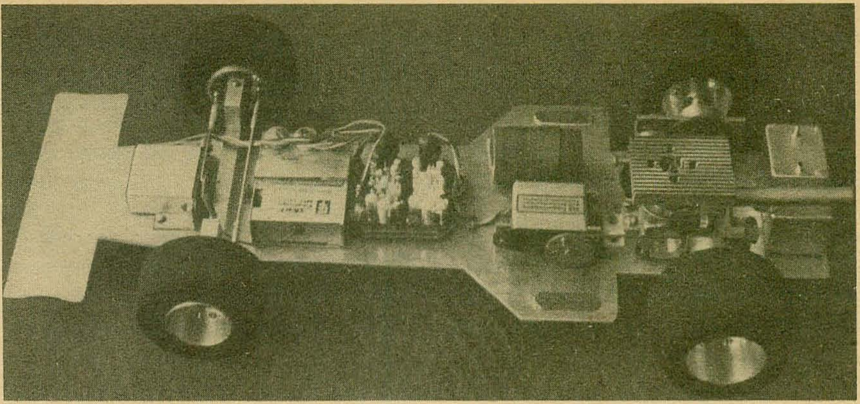


Bild 6.25
Einbau der Fernsteueranlage in einem Automodell

Betriebszeit des Empfängerakkumulators ohne Mehraufwand zu verlängern. Die Präzision der Fernsteuerung, besonders bei schnellen Motorflugmodellen, hängt ganz wesentlich von der spielfreien Kraftübertragung vom Servo zum Ruder ab. Leichtgängig soll sie sein, aber trotzdem spielfrei! Die Kraftübertragung vom Servo sollte außerdem noch starr sein. Federnde Schubstangen führen bei hohen Ruderdrücken an schnellen Flug- oder Schiffsmodellen zur Verringerung des Ruderausschlages. Die Schubstangen zur Ruderbetätigung werden daher aus möglichst steifem Material hergestellt. Man macht sie ferner so kurz wie möglich und vermeidet Winkel oder Kröpfungen, die immer etwas federn.

Um nicht nach jedem Flug bzw. jeder Fahrt des Modells die Anlage durch Auftrennen der Steckverbindung von Empfänger und Akkumulator auszuschalten, baut man im Modell einen Schalter ein. Da der Schalter in den seltensten Fällen staub- und feuchtigkeitsgekapselt ist, sollte seine An- bzw. Unterbringung im Modell sorgfältig vorgenommen werden. Außerdem ist der Schalter als mechanisches Bauteil der Elektronik besonders empfindlich gegen Vibrationen. Vorsichtige Piloten bauen daher den Batterieschalter gut gepolstert im Modellinneren ein und betätigen ihn über eine Schubstange. Auf diese Weise können ihm weder die Motorvibrationen noch das vom Motor ausgeworfene Öl etwas anhaben. Ist beim Motormodell das Öl Gift für den Schalter, so ist es beim Schiffsmodell das Wasser. Die Steckverbindungen sind ähnlich wie der Schalter vor Wasser und Öl zu schützen (Bild 6.25). Öl am Stecker ruft oft die eigenartigsten und schlecht klärbaren Fehler hervor, da sie einmal auftreten und dann wieder nicht. Eine Steckerkontrolle hinsichtlich Verschmutzung ist einfach und sollte daher bei dafür anfälligen Modellen regelmäßig geschehen. Den Stecker kann man kontrollieren und reinigen, indem die Stifte in ein Stück Schaumpolystyrol eingestochen werden. Weisen die Einstichlöcher schwarze Ränder auf, ist es das sichere Zeichen für verschmutzte Steckerstifte. Die Stecker werden nun abwechselnd in die zugehörige Buchse und in das Schaumpolystyrolstück gesteckt, bis am Schaumstoff keine schwarzen Ränder an den Einstichlöchern mehr auftreten. Dann ist der Stecker gereinigt.

Wer seine Modelle viel benutzt, dem wird es mit der Zeit leid, die Akkumulatoren zum Laden jedesmal aus- und wieder einzubauen. Dem kann man durch den Einbau einer Ladebuchse im Modell abhelfen. Es sind für den Ladevorgang dann keinerlei Veränderungen mehr am Modell vorzunehmen. Außerdem kann über die Ladebuchse in einfacher Weise der Ladezustand des Empfängerakkumulators kontrolliert werden. Das ist um so wichtiger, da man ja nicht wie beim Sender ein Meßgerät zur ständigen Kontrolle eingebaut hat.

Die Kabel müssen im Modell in der Weise verlegt sein, daß sie nicht an mechanisch bewegten Teilen (Servos, Schubstangen u. a.) scheuern oder gar klemmen können. Ferner wird darauf geachtet, daß die Verbindungskabel von Batterie, Empfänger und Servos lose verlegt sind. Geringfügige Verschiebungen der Baugruppen zueinander, wie sie sich beim Landen eines Flugmodells oder Auflaufen eines Schiffsmodells kaum vermeiden lassen, dürfen keine Zugkräfte auf die Kabel ausüben. Die Kabel reißen sonst an den Lötstellen aus, oder die Steckverbindungen werden aufgetrennt.

Besondere Sorgfalt wird dem Einbau der Gestänge und Ruder gewidmet. Die Servos müssen ohne Anschlag ihren vollen Weg ausführen können, Ruder und Gestänge sollen spielfrei und leichtgängig arbeiten. Wird der Ruderausschlag mechanisch begrenzt, dann bedeutet das für das Servo »Volllast« und gleichzeitig hohe Stromaufnahme. Schwergängige Lager und Gestänge erhöhen den Stromverbrauch der Servos ebenfalls beträchtlich und verringern dadurch die Betriebszeit der Anlage. Außerdem beeinträchtigen sie die Stellgenauigkeit. Klemmende oder schwergängige Gestänge und Ruder bzw. auf Anschlag gelaufene Servos sind daher oft die Ursache für vorzeitig entladene Empfängerakkumulatoren. Ein auf Anschlag gelaufenes Servo zieht etwa 350 bis 400 mA Strom. Man kann sich ausrechnen, wann bei dieser Überlastung die Kapazität des Akkumulators erschöpft ist. Dann auf die Qualität der Akkumulatoren zu schimpfen ist müßig.

Der Ausschlag der Ruder am Modell wird selten mechanisch begrenzt. Meist tritt das Auflaufen des Servos auf Anschlag beim Verstellen der Motordrossel ein. Durch schlechte Abstimmung des Stellweges von Servo und Motordrossel ist oft die Vollgasstellung durch den Anschlag des Gasschiebers mechanisch begrenzt, in seltenen Fällen aber auch die Leerlaufstellung. An dieser Stelle muß also die Kraftübertragung vom Servo zur Motordrossel besonders sorgfältig aufgebaut werden, damit der Stellweg auf jeden Fall elektronisch und nicht mechanisch begrenzt wird. Der vorzeitig entladene Empfängerakkumulator wäre noch das kleinere Übel. Meist aber nimmt das Servo bei dauernder Überlastung ernsthaften Schaden (Wärmetod der Endstufentransistoren, Schaden am Servomotor o. ä.), und das hat dann kostspielige Reparaturen zur Folge.

Bei der Tip-Anlage ist man gezwungen, die Neutrallage des Ruders durch Längenverstellung der Betätigungsgestänge bzw. Seilzüge genau einzustellen, da keine elektronische Trimmöglichkeit besteht. Bei der Proportionalanlage verleitet die elektronische Trimmung in dieser Hinsicht zur Nachlässigkeit. Stimmt die Neutralstellung des Ruders nicht genau, dann trimmt man am Sender nach. Im Prinzip ist dafür auch die Trimmung vorgesehen, nur sollte bei nächster Gelegenheit die

Neutralstellung der Ruder am Modell eingestellt werden, so daß sie wieder mit der Neutralstellung der Steuerknüppel und Trimmhebel am Sender übereinstimmt. Das hat zwei Gründe. Erstens kann man sein Modell in Betrieb nehmen und muß nicht erst noch Probefahrt oder -flug machen, um es genau einzutrimmen. Bei Neutralstellung von Steuerknüppel und Trimmhebel am Sender hat das Modell automatisch seinen normalen Flug- bzw. Fahrzustand. Muß dann während des Modellbetriebes plötzlich nachgetrimmt werden, so ist das ein Alarmzeichen. Wenn das Modell jedoch sowieso zu trimmen wäre, würde das Nachtrimmen kaum auffallen. Das Nachtrimmen hat meist zwei Ursachen. Eine Ursache kann an der Temperaturabhängigkeit der Bauelemente des Referenzgenerators im Servo liegen. Gegen Abend, wenn sich das Modell erheblich abkühlt, oder aber bei intensiver Mittagssonnenbestrahlung verschiebt sich die Zeitbasis des Referenzgenerators etwas, so daß ein Nachtrimmen notwendig wird. Weiß man erst, daß die Servos temperaturempfindlich sind, kann dieser Trimm einkalkuliert werden.

Eine zweite Ursache für das Nachtrimmen liegt unter Umständen in der sinkenden Empfängerbatteriespannung. Da meist ein Batteriezweig eher als der andere erschöpft ist, wandert das Servo dann langsam nach einer Seite aus. Man muß also dauernd nachtrimmen, obwohl die Anlage sonst noch funktioniert. Muß aus diesem Grunde nachgetrimmt werden, wird der Fernsteuerbetrieb abgebrochen und der Akkumulator nachgeladen. Allerdings sollte man den spannungsabhängigen Nachtrimm nicht zur Anzeige des Ladezustands der Empfängerbatterie verwenden. Das kann sehr schnell ins Auge gehen, wenn nämlich beide Akkumulatorzweige gleich stark entladen sind und die Betriebsspannung dann unerwartet zusammenbricht.

Die Betriebszeit des Empfängers muß also stets kontrolliert werden. Geht man mit vollgeladenen Sender- und Empfängerbatterien an den Start, so wird die Betriebszeit in der Regel von der des Senders vorgegeben. Das muß aber nicht so sein. Man kann den Sender für eine kleine HF-Leistung auslegen, aber das Modell empfängerseitig »stromfressend« betreiben. Auf diese Weise hängt die Betriebszeit des Empfängers stark von der Anzahl der angeschlossenen Servos und der Steuercharakteristik ab. Je mehr Servos angeschlossen sind und je häufiger Steuerbewegungen gemacht werden, um so höher ist der Strombedarf. Damit aber wird die Betriebszeit des Empfängerakkumulators ganz wesentlich verringert. Da die Servos der Proportionalanlage nur während der Bewegung Strom ziehen, sollte man bei der Proportionalsteuerung die Kommandos zügig und sparsam geben, auf keinen Fall aber nach der Tip-Methode mit dem Steuerknüppel arbeiten.

Hinsichtlich der Betriebszeit ist die Temperaturabhängigkeit der verfügbaren Batteriekapazität zu beachten. Ganz gleich, welche Stromquellen verwendet werden, im Betrieb bei tieferen Temperaturen (im Winter) geht die Kapazität stark zurück. Es müssen also die kürzeren Betriebszeiten eingeplant, öfter der Ladezustand kontrolliert und nachgeladen werden.

Die hochgezüchtete Elektronik moderner Flugzeuge wird vor dem Start »angewärmt«. Ganz so anspruchsvoll ist der Fernsteuerempfänger nicht. Trotzdem sollte die Empfängerelektronik nicht kälter als ihre Umgebung sein. An den kalten Teilen schlägt sich sonst Kondenswasser nieder, das von den Schaumstoffstücken, die zur Polste-

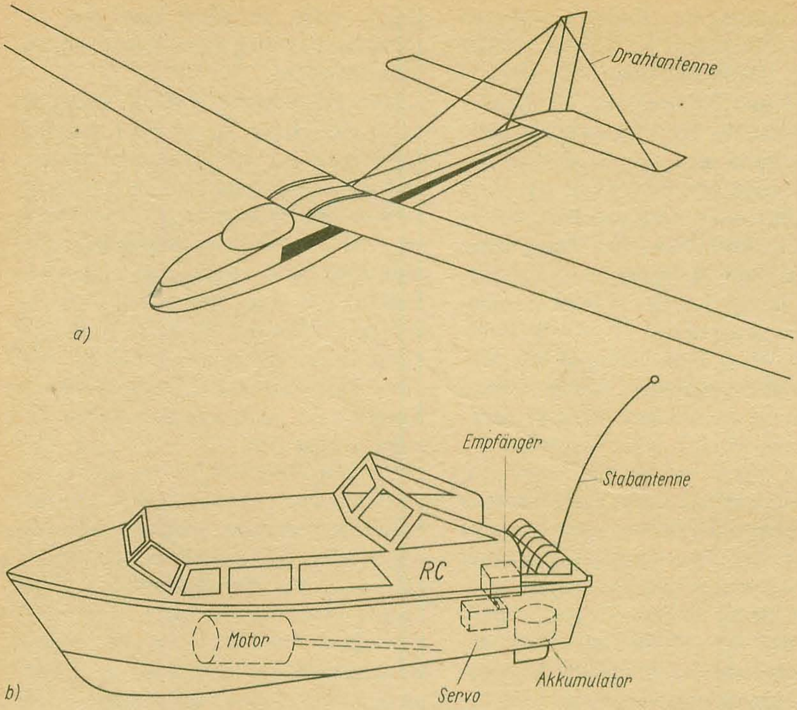
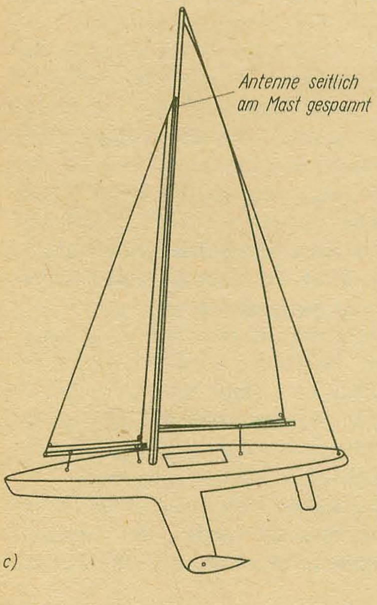

Drahtantenne
a)
Empfänger
Stabantenne
RC
Motor
Servo
Akkumulator
b)

Bild 6.26
Antennenanbringung im Modell; a – am Segelflugmodell (gespannte Drahtantenne), b – am Motorjachtmodell (Stabantenne), c – an der Segeljacht (vertikale Drahtantenne)


Antenne seitlich am Mast gespannt
c)

rung in Empfänger- oder Servogehäuse eingefügt worden sind, aufgesogen wird. Da diese dann feuchten Schaumstoffstücke mit einem Widerstand von einigen Kiloohm je Zentimeter die Bauelemente überbrücken, kann das zunächst zu unerklärlichen Fehlern führen, die dann nach gründlicher Erwärmung und Trocknung wieder verschwunden sind.

Ein besonderes Kapitel ist die Empfängerantenne. Bei ihrem Einbau im Modell sind einige Dinge zu beachten, die sich teilweise aus der Antennentheorie ableiten. Die Antenne baut man grundsätzlich ungekürzt und genau mit der Länge ein, die beim Empfängerabgleich die höchste Empfindlichkeit (entspricht größter Reichweite) erbrachte. Die Antenne wird auf dem kürzesten Weg aus dem Modellrumpf herausgeführt und geradlinig weit entfernt von Elektromotoren, Rudermaschinen, großflächigen Metallteilen und stromführenden Leitungen außerhalb des Modells verlegt. Die günstigste Empfangscharakteristik hat die vertikal angebrachte Antenne. Sie sollte bei Schiffsmodellen nach Möglichkeit benutzt werden. Bei Flugmodellen läßt sie sich in Form von Schleppantennen anbringen.

In den weitaus meisten Fällen wird jedoch die Drahtantenne beim Flugmodell von der Austrittsstelle aus dem Rumpf geradlinig zum Seitenleitwerk gespannt (Bild 6.26a). Der gespannte Antennendraht darf aber keine Zugkräfte auf den Empfänger übertragen. Deshalb verlegt man den Antennendraht im Modellinneren lose und bringt an der Austrittsstelle einen Knoten an. Nun kann der Antennendraht durch einen Gummifaden gespannt werden, der Knoten bildet an der Austrittsstelle das Widerlager und nimmt die Zugkräfte auf. Ist die Länge der Antenne größer als der Abstand vom Empfänger zum Seitenleitwerk, dann kann die Antenne abgewinkelt zum Randbogen des Höhenleitwerks weitergeführt werden.

Die günstigsten Empfangsverhältnisse bringt die vertikale Stabantenne am Modell. Für das Schiffsmodell ist es daher die empfehlenswerte Antennenform, nur muß man bei der Ausführung als Steckantenne auf einwandfreie Kontaktgabe achten. Primitive Steckverbindungen, z. B. von der Puppenstube oder der Modellbahn, sind »Gift« für die Sicherheit der Anlage und, an dieser Stelle verwendet, eine Störquelle ersten Ranges. Wesentlich sicherer sind daher einschraubbare Stabantennen. Bei ungünstigen Empfangsbedingungen, wie Störungen durch Reflexionen oder industrielle Anlagen, sollte auch bei Flugmodellen die vertikale Stabantenne verwendet werden. Stabantenne plus Zuleitung müssen die Abgleichantennenlänge ergeben. Bei Motorflugmodellen ist die Antennenbefestigung wegen der Vibrationen besonders kritisch. Die Stabantenne erfordert dann eine kontaktsichere Schraubverbindung, die fest angezogen werden muß. Wenn möglich, sollte man aber darauf verzichten. Auch dabei gilt der Grundsatz:

Die gelötete Verbindung ist auf jeden Fall die sicherste elektrische Verbindung!

Wird eine Stabantenne am Modell verwendet, so biegt man deren Enden zu einer Öse, um Verletzungen zu vermeiden.

Alle guten Vorsätze bei der Antennenanbringung dürfen dann aber durch den Modellbetrieb nicht zunichte gemacht werden. In der Weise, wie man mit der Senderantenne nicht auf das Modell »zielt«, sollte auch die Empfängerantenne nicht genau auf den Piloten weisen. In dieser Lage hat die Empfängerantenne ihr Feldstärkeminimum. Bei großem Abstand zum Modell kann das durchaus zum Aussetzen der Anlage führen. Also auch dabei gilt wieder:

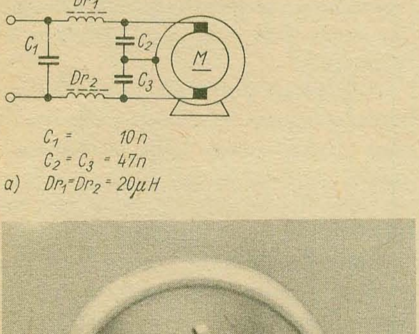
Bei weit entferntem Modell achte man sorgfältig auf die Polarisation von Sende- und Empfängerantenne.

Im direkten Zusammenhang mit den Antennenproblemen steht die Entstörung der Elektromotoren im Modell. Die Servomotoren werden bereits vom Hersteller sorgfältig entstört. Sie bereiten meist keine Sorgen. Problematischer ist schon die Entstörung des leistungsfähigen E-Modellantriebes bei Schiffs-, Auto- und neuerdings auch

Flugmodellen. Diese Elektromotoren sind sorgfältig zu entstören, besonders auch deswegen, da Digitalanlagen empfindlicher auf Störungen reagieren als Tip-Anlagen. Eine wirksame Entstörung selbst leistungsfähiger E-Motoren erzielt man mit dem Entstörfilter nach Bild 6.27a. Dieses Filter wird direkt an die Anschlüsse des E-Motors angelötet (Bild 6.27b). Ist das nicht möglich, sollte der Abstand von Motoranschluß und C_1, C_2 nicht länger als 20 mm sein.

Ein breites und kräftiges Störspektrum senden E-Motoren aus, die mit Überlast bzw. Überspannung betrieben werden. Daher kann es sinnvoll sein, zusätzlich zum Entstörfilter noch abgeschirmte Zuleitungen zu verwenden. Hilft auch das nicht, sollte man versuchen, das Bürstenfeuer durch Verdrehen der Bürstenbrücke zu verringern. Wenn die Bürsten genau in der neutralen Zone stehen, wird das Bürstenfeuer am geringsten. Nachteilig ist nur, daß die Lage der neutralen Zone von der Belastung abhängt. Da das stärkste Bürstenfeuer bei Vollast auftritt, stellt man die neutrale Zone für diesen Betriebsfall ein.

Bild 6.27
Entstörfilter für E-Motoren; a – Stromlaufplan, b – Musteraufbau



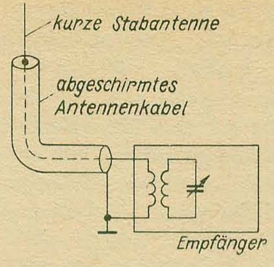


Bild 6.28
Abgeschirmte Antennenzuleitung

Unter Beachtung dieser Gesichtspunkte werden bei Modellen mit E-Antrieb Empfänger und Antenne möglichst weit entfernt vom Antriebsmotor und dessen Zuleitungen eingebaut. Sind längere Antennenzuleitungen im Modell nicht zu vermeiden, verwendet man zweckmäßig auch dafür abgeschirmtes Kabel (Bild 6.28). Wird der Empfänger trotz all dieser Maßnahmen noch gestört, so muß entweder dessen Eingangsempfindlichkeit herabgesetzt oder aber der E-Antrieb geändert werden (Betriebsspannung senken, E-Motor mit höherer Nennleistung bzw. mit besserer Kommutierung verwenden).

Ist die Empfangsanlage unter Beachtung der vorstehenden Hinweise in das Modell eingebaut worden, so kommt die gründliche Funktionsprobe an die Reihe. Alle Funktionen werden nochmals genauestens bei laufendem Motor (E-Motor oder Kleindiesel) überprüft. Dann läßt man den Motor, besonders Kleindiesel, mehrere Minuten laufen und wiederholt die Funktionsprüfung nochmals gründlich. Zeigen sich jetzt keine Fehler, kann man sicher sein, daß die Anlage vorschriftsmäßig arbeitet und die Motorvibrationen wirksam von ihr ferngehalten werden. Das Modell kann starten.

Anschließend zu diesem Abschnitt noch ein paar Kleinigkeiten. Trotz größter Sorgfalt kann die Fernsteueranlage einmal ausfallen, oder aber eine zu starke Thermik bzw. ein zu kräftiger

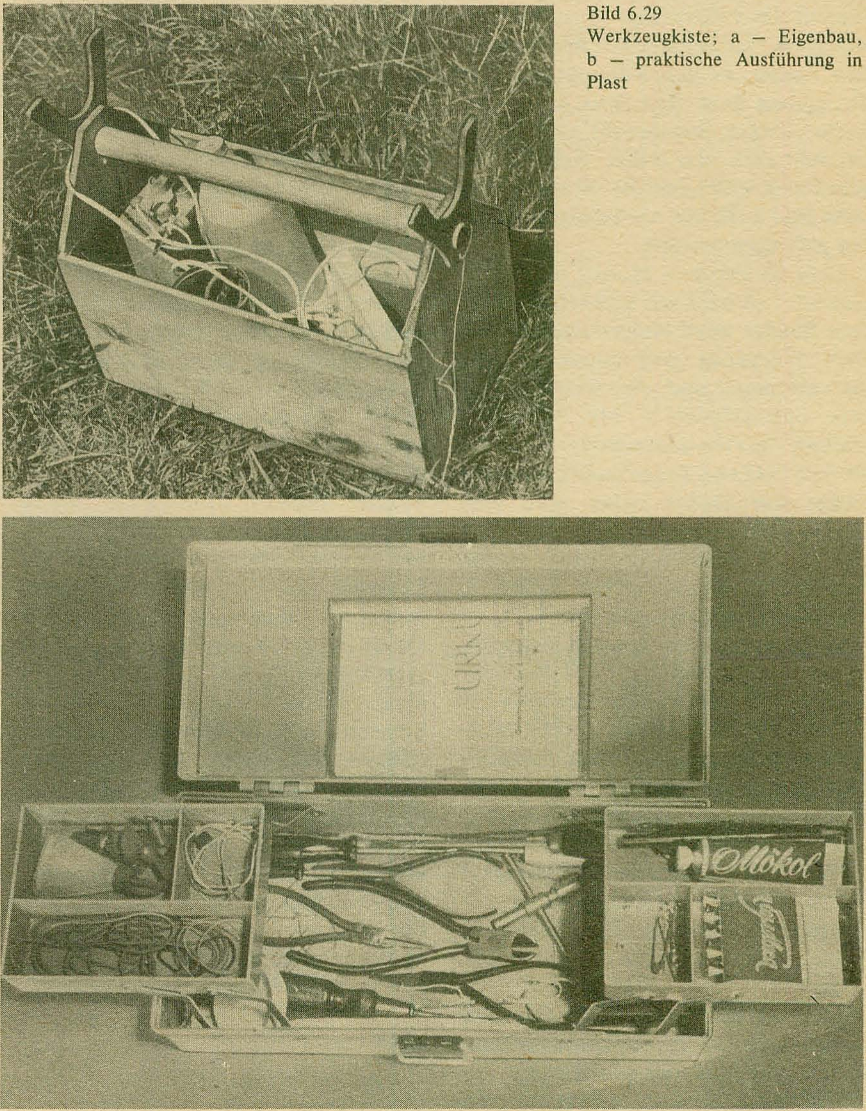


Bild 6.29
Werkzeugkiste; a – Eigenbau, b – praktische Ausführung in Plast

Wind am Hang trägt das Modell davon. Die Verfolgung des Modells ist nur in seltenen Fällen möglich. Zur Erde kommt es aber gewiß wieder zurück, und irgend jemand wird es sicher finden. Damit man das bestimmt nicht billige Modell mit der kostbaren Fernsteueranlage wiederbekommt, sollte an gutsichtbarer Stelle außen auf dem Modell die vollständige Anschrift des Besitzers, verbunden mit der Bitte an den Finder, es gegen Belohnung dort abzugeben bzw. den Besitzer zu benachrichtigen, angebracht werden. Es versteht sich von selbst, daß die Beschriftung wetterfest ist. Manche Modelle sind z. B. erst nach einigen Monaten gefunden worden.

Geht es mit dem Modell hinaus ins Gelände, so wird mit Sicherheit außer dem Sender noch einiges unentbehrliches Werkzeug mitgenommen. Was man mitnimmt und wie, ist individuell sehr unterschiedlich. Mit Sicherheit reichen zwei Hosentaschen kaum, oder sie sind bald von Zange und Schraubenzieher durchbohrt. Also muß eine Werkzeugkiste her. Man kann sie nach eigenen Vorstellungen ganz seinen Ansprüchen gemäß selbst aufbauen. Die Werkzeugkiste nach Bild 6.29a ist recht geräumig und läßt sich gleichzeitig als Stapelschlitten für Schiffs- oder Flugmodelle verwenden. Findige Leute bringen darin außer einem kompletten Werkzeugsatz noch Batterielötkolben, Vielfachmeßgerät, Startakkumulator, Spritkanister, Bierflasche und weitere »nette Sachen« unter. Gute Dienste leistet aber auch schon ein käuflicher Werkzeugkasten mit klappbaren Fächern für Kleinteile (Gummiringe, Kleber, Schrauben, Quarze u. a.) und einem großen Fach für Werkzeuge (Bild 6.29b). Was alles in eine solche Werkzeugkiste hineingehört, hängt von den Ansprüchen des Inhabers und seinem Modell ab. Mit Sicherheit wird der Inhalt nach und nach vervollständigt. Jedesmal, wenn man mit dem Modell nach Hause mußte, weil ein Werkzeug oder Werkstoff für die Reparatur fehlte, wird man daraus seine Lehren ziehen und die fehlenden Teile der Ausrüstung hinzufügen. Deshalb sollte die Werkzeugkiste nicht zu klein gekauft werden. Selbst wenn sie am Anfang recht leer aussieht, im Laufe der Zeit wird sie sich schon füllen.

6.3. Hinweise für Servicearbeiten

Bei vorschriftsmäßiger Behandlung der Fernsteueranlage beschränken sich die laufenden Pflegearbeiten auf die Nachladung der Akkumulatoren von Sender und Empfänger. Damit sind sie denkbar anspruchslos. Wird die Anlage viel genutzt, etwa jedes Wochenende, dann sollte einmal im Jahr ein gründlicher Abgleich vorgenommen werden. Ein solcher Abgleich ist ebenfalls angeraten, wenn die Fernsteueranlage erhöhten Beanspruchungen ausgesetzt war (Absturz u. ä.). Grundsätzlich macht man nach jedem Absturz einen Reichweitetest am Boden. Bestimmte Fehler (verstimmte Kreise, Schäden an Bauelementen u. ä.) zeigen sich erst bei verringerter Sendefeldstärke. In unmittelbarer Sendernähe kann die Übersteuerung des Empfängers bestimmte Fehler überdecken. Wird ein Fehler bemerkt, so beginnt praktisch der erweiterte Service, die Fehlersuche und -beseitigung. Beide Komponenten des Service, der Abgleich und die systematische Fehlersuche, sind Gegenstand der folgenden Abschnitte.

6.3.1. Hinweise für Abgleicharbeiten

Der Abgleich der Fernsteueranlage wird in NF- bzw. Impulsabgleich und in HF-Abgleich unterteilt. Im Prinzip lassen sich alle Abgleicharbeiten mit einfachen Zusatzgeräten (HF-Leistungsmesser, Feldstärkemesser), mit dem Vielfachmeßgerät und dem Kopfhörer in ausreichender Qualität durchführen. Exakte Abgleichergebnisse erfordern jedoch einen durchstimmbaren geeichten NF-Generator und einen Oszillografen. Die beiden letztgenannten Geräte gehören in der Regel zum Gerätebestand der polytechnischen Oberschule und auch vieler Berufsschulen, so daß dort für Arbeitsgemeinschaften oder Zirkel sicher Möglichkeiten der Mitnutzung bestehen.

NF-Abgleich des Tip-Senders

Der Tongenerator des Tip-Senders wird gemäß der Schaltung nach Bild 6.30 mit dem durchstimmbaren NF-Generator (Sinus) und dem Oszillografen zusammengeschaltet. Die Zeitablenkung des Oszillografen stellt man auf »0« und entfernt den Quarz aus dem Sender. Mit dem X- und Y-Verstärker werden beide Amplituden auf dem Schirm etwa gleich groß eingestellt. Fährt man nun die Frequenz des NF-Generators durch, so treten bei bestimmten Frequenzwerten sogenannte *Lissajous*-Figuren auf. Sind beide Eingangsspannungen sinusförmig und annähernd gleich groß, so wird eine Ellipse abgebildet (Bild 6.31). Man stellt nun den NF-Generator auf die Kanalfrequenz (nach Tabelle 3.1., S. 25) und stimmt mit dem Kern (Bild 3.7) der zugehörigen Kanalinduktivität auf gleiche Frequenz $f_1 = f_2$ ab, die erreicht ist, wenn auf dem Oszillografenschirm eine Ellipse oder ein Kreis zum Stehen kommt.[9] Die zugehörige Windungszahl für jeden Kanal wird mit den angegebenen Formeln berechnet. Ist der Tongenerator im Sender ein Multivibrator, dann kann er nach dem gleichen Verfahren abgeglichen werden. Das Schirmbild zeigt dann keine Ellipse mehr, sondern ein verzerrtes Rechteck.

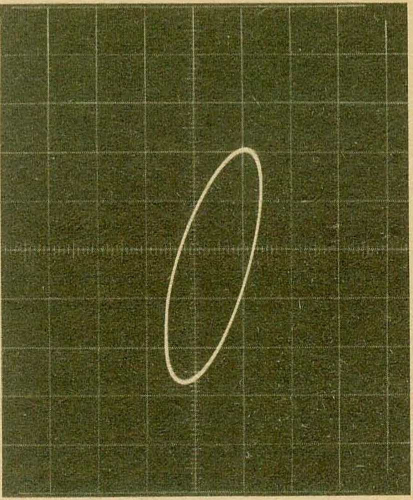


Bild 6.31
Lissajous-Figur für $f_1 = f_2$

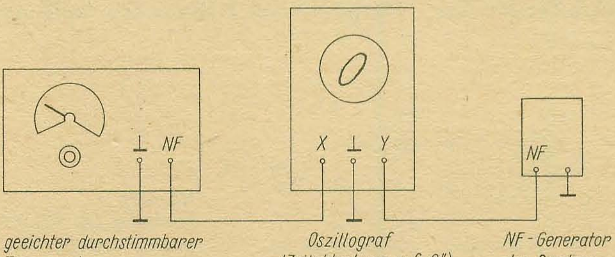

⊥ NF
X ⊥ Y
NF
geeichter durchstimmbarer Tongenerator
Oszillograf (Zeitablenkung auf „0")
NF-Generator des Senders

Bild 6.30
Schaltung für den NF-Abgleich des Tip-Senders

---

[9] Im Spezialfall für $\varphi = 0°$ bzw. $\varphi = 180°$ (φ-Phasenverschiebung) geht die Ellipse in eine Gerade über.

NF-Abgleich der Tip-Schaltstufe

Für den NF-Abgleich der Tip-Schaltstufe wird diese mit dem NF-Generator und dem Vielfachmeßgerät nach der Schaltung gemäß Bild 6.32 zusammengeschaltet. Den NF-Generator stellt man auf $U_{\mathrm{NF}} \approx 0{,}5$ V und die Kanalfrequenz ein und gleicht mit der Kanalinduktivität der zugehörigen Schaltstufe auf Resonanz ab. Dabei soll die Schaltstufe nicht übersteuert werden. Der Einstellregler am Eingang steht auf mittlerem Wert, die Ausgangsspannung des NF-Generators wird so weit zurückgenommen, daß der Gesamtstrom der Schaltstufe beim Abgleich 20 mA nicht überschreitet bzw. das Relais gerade anzieht. Jetzt kann man genau auf Strommaximum (entspricht Resonanz) abgleichen. Das Strommaximum muß scharf ausgeprägt und schmal sein (Bild 6.33, Kurve A). Ist es deutlich abgeflacht (Kurve B), dann muß die Ansteuerung verringert werden.

Sind alle Schaltstufen genau auf die jeweilige Kanalfrequenz abgeglichen, so werden sie mit dem Empfänger zusammengeschaltet. Das Vielfachmeßgerät bleibt als Amperemeter in der Batteriezuleitung. Nun entfernt man den Sender bis zur Reichweitegrenze und stellt mit dem Einstellregler an den Kanaleingängen bei getastetem Sender jeden Kanal auf den gleichen Strom ein. Alle Relais müssen gerade noch sicher anziehen. Danach geht man mit dem Empfänger in direkte Sendernähe (1 m) und kontrolliert, ob die Kanäle nicht übersprechen, zwei oder mehr Relais gleichzeitig anziehen, wenn am Sender ein Kanal getastet wird. Gegebenenfalls müssen die Einstellregler an den Schaltstufeneingängen so weit zurückgedreht werden, bis das Übersprechen verschwindet. Die damit verbundene verminderte Empfindlichkeit des Empfängers muß man in Kauf nehmen.

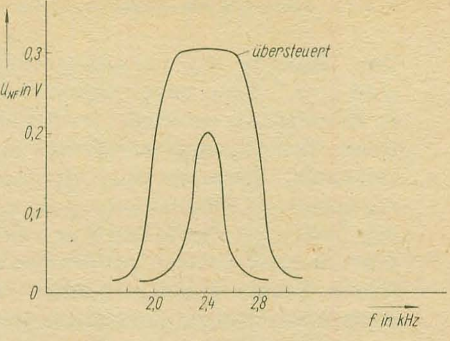


Bild 6.33
Abgleichkurve der Tip-Schaltstufe

Impulsabgleich des Digitalsenders

Beim Impulsabgleich des Digitalsenders schaltet man den Oszillografen an den Ausgang des Impulsformers (z. B. Kollektor von T_6 in der Schaltung nach Bild 3.27) an. Mit dieser Schaltung wird der Vorabgleich des Impulsteils vorgenommen. Der Quarz bleibt während des Abgleichs aus dem Sender entfernt. Durch Verdrehen der Kanalpotentiometerachsen und der Einstellregler im Basiskreis der Kanalstufen stellt man

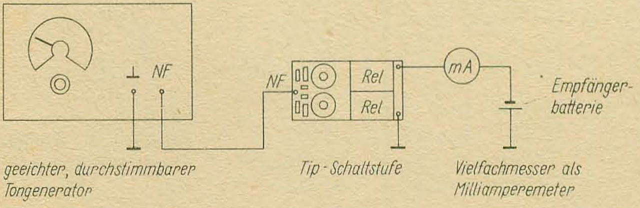

⊥ NF
NF
Rel
Rel
mA
Empfängerbatterie
geeichter, durchstimmbarer Tongenerator
Tip-Schaltstufe
Vielfachmesser als Milliamperemeter

Bild 6.32
Schaltung für den NF-Abgleich der Tip-Schaltstufe

das Impulsbild nach Bild 3.28 bzw. Bild 3.29 ein.

Der Endabgleich wird mit dem Empfänger und einem Kontroll- bzw. »Eichservo« durchgeführt. Bei Eigenbauanlagen muß man sich ein solches »Eichservo«, mit dem die Impulslängen des Senders, aber auch weitere Servos abgeglichen werden, von einer anderen Fernsteueranlage ausleihen. Steht allerdings ein Oszillograf mit geeichter Zeitbasis zur Verfügung, kann man den Endabgleich auch mit diesem durchführen. Werden für den Endabgleich der Sender mit Empfänger und Servo in Betrieb genommen, dann zeigt sich, daß das »Eichservo« trotz Neutralstellung von Steuerknüppel und Trimmhebel sowie Vorabgleich nicht auf Mitte steht. Nun wird die Achse des zugehörigen Kanalpotentiometers so weit verdreht, bis das Eichservo auf Mitte steht. Mit dem Knüppel plus Trimmhebel gibt man Vollausschlag am Sender. Das Servo darf dabei auf keinen Fall auf Anschlag laufen. Ist der Stellweg des Servos zu groß oder zu klein, dann wird mit dem Einstellregler im Basiskreis der Kanalstufe die Impulsbreite in der Weise eingestellt, daß das Servo etwa 1 mm vor dem Anschlag seinen Vollausschlag (bei Vollausschlag von Steuerknüppel plus Trimmhebel!) erreicht. Das Servo soll dabei in beiden Richtungen den gleichen Stellweg haben, gegebenenfalls muß dann die Mittelstellung mit der Kanalpotentiometerachse nachgestellt werden. Dieser Abgleich wird an jeder Kanalstufe wiederholt, so daß alle Stufen die gleichen Impulszeiten und -variationsbreiten aufweisen – entspricht Neutrallage und Stellweg.

Auf welche Impulszeiten man dabei einstellt, ist für Eigenbauanlagen prinzipiell egal. Die Impulszeiten bekannter Industrieanlagen sind in Tabelle 3.3. zusammengestellt.

Impulsabgleich des Digitalservos

Den Impulsabgleich des Servos kann man mit Hilfe von Sender und Empfänger oder mit dem Servoprüfer (Abschnitt 7.2.) vornehmen. Der Abgleich wird am Beispiel des Servos nach Bild 3.60 erläutert. Der Vorabgleich der Mittelstellung erfolgt durch Einmessen des Widerstands R_4. Der Stellweg des Servos hängt von den Spannungsteilerverhältnissen an R_1, R_2 und R_3 ab. Kleinere Werte für R_1, R_3, als angegeben, bringen kleinere Stellwege, größere Werte für R_1, R_3 größere Stellwege. Mit R_1, R_3 wird der Stellweg auf die Variationsbreite der Impulse abgestimmt. Er soll bei Vollausschlag 1 mm vor dem Anschlag liegen, um das Auflaufen des Servos zu verhindern. Ist der Stellweg durch Einmessen von R_1, R_3 eingestellt, so wird die Mittellage durch Verdrehen des Potentiometergehäuses oder der Potentiometerachse genau bestimmt. Auf diese Weise kann jedes Servo auf die gebräuchlichen Impulszeiten abgeglichen werden.

HF-Abgleich des Senders

Mit dem exakten HF-Abgleich will man erreichen, daß der Sender seine maximale HF-Leistung abgibt und mit günstigem Wirkungsgrad arbeitet. Nur dann ist gewährleistet, daß die Fernsteueranlage die vorgesehene Reichweite hat und die Batteriekapazität am besten ausnutzt. Die Abgleichhinweise gelten für Tip- wie für Digitalsender gleichermaßen. Der Vorabgleich des HF-Teils geschieht auf einem Holztisch, von dem alle Metallteile (Zangen, Meßschnüre u. ä.) abgeräumt werden. Alle Kerne sind aus den HF-Spulen herausgedreht, der Quarz eingesteckt, Tongenerator bzw. Impulsteil werden angeschaltet, es wird also moduliert abgeglichen und die Senderplatine an die halbe Betriebsspannung angeschlossen. Diese Verfahrensweise schont den Transistor und gibt die Gewähr, daß der HF-Oszillator auch bei höherer Spannung sicher anschwingt. Während des gesamten Abgleichvorgangs wird der vom HF-Teil aufgenommene Strom gemessen.

Als erstes dreht man den Kern der Oszillatorspule langsam hinein. Dabei nähert sich der Schwingkreis immer mehr seinem Resonanzpunkt. Das geht aus dem Steigen des Stromes hervor. Der Strom steigt in Abhängigkeit von der Eintauchtiefe des Kernes ungefähr nach der Kurve gemäß Bild 6.34. Daraus ist ersichtlich, daß er nach Überschreiten einer bestimmten Eintauchtiefe rasch absinkt und daß dabei die Schwingungen abreißen. Hat man das Maximum des Stromes gefunden, so wird der Kern um etwa eine halbe Umdrehung zurückgedreht und damit auf den im Bild eingezeichneten Punkt der höchsten Schwingstabilität abgeglichen. Danach schaltet man die Batterie aus und wieder ein; es muß sich derselbe Strom wieder einstellen. Geschieht das nicht, schwingt der Oszillator nicht von selbst wieder an. Eine geringe Vergrößerung des Stromes durch Verkleinern des Emitterwiderstands kann dabei abhelfen.

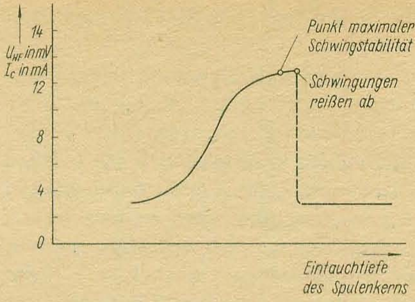


Bild 6.34
Abgleichkurve des HF-Oszillators

Schwingt der Oszillator sicher, dann bringt man in dessen Nähe die Spule des Feldstärkemessers. Jetzt wird der Kern der Spule des Feldstärkemessers so weit hineingedreht, bis er Maximalausschlag anzeigt. Damit ist auch dieser abgestimmt. Nun wird der Oszillator an die volle Betriebsspannung geschaltet und sein Schwingverhalten beim Ein- und Ausschalten kontrolliert. Gegebenenfalls muß der Abgleichvorgang wiederholt werden. Der Oszillator sollte im abgeglichenen Zustand (Punkt höchster Schwingstabilität) etwa 10 mA Strom aufnehmen. Damit ist der Oszillator endgültig abgeglichen und wird während der weiteren Abgleichschritte nicht mehr verstimmt.

Als nächstes dreht man den Kern der Spule des Treiberstufenschwingkreises ein und gleicht diese Stufe auf Resonanz (Stromminimum!) ab.

Da die HF-Endstufe nicht ohne Belastung arbeiten soll, baut man sich eine künstliche Antenne, die gleichzeitig zur Leistungsmessung dient. Die künstliche Antenne, auch als Ersatzantenne bezeichnet, wird von einem 60-Ω-Widerstand gebildet. Für die zu erwartenden Leistungen bietet sich der Kohleschicht- oder Drahtwiderstand von 60 Ω/1 W an. Bei der Frequenz von 27,12 MHz sind diese Widerstände aber nicht induktionsfrei. Durch Parallelschaltung mehrerer Widerstände kann ihre induktive Komponente wesentlich verringert werden. Man nimmt also vier Widerstände zu je 240 Ω/0,25 W, bündelt sie und verdrillt die Anschlußdrähte fest miteinander. Anschließend werden die Anschlußdrähte auf etwa 10 bis 15 mm gekürzt und gut verzinnt. Damit wäre die Ersatzantenne hergestellt. Der eigentlichen Leistungsmessung liegt die Formel

$$P = \frac{U_{\max}^2}{2 \cdot R} \qquad (83)$$

mit

$$U_{\mathrm{eff}} = \frac{U_{\max}}{\sqrt{2}} \qquad (84)$$

zugrunde. Zu jedem Spannungswert an der Ersatzantenne gehört also ein bestimmter Wert der HF-Leistung. Angeschlossen wird nun noch ein HF-Gleichrichter und ein hochohmiges Meßgerät zur Spannungsmessung. Für genaue Messungen wäre ein Röhrenvoltmeter notwendig. Ein gutes Vielfachmeßgerät (20 kΩ/V) genügt aber schon für hinreichend genaue Messungen (Bild 6.35). Die HF-Leistung kann dann aus der Spannungsmessung mit Hilfe der Tabelle 6.2. für ausgewählte Werte bestimmt werden. Zwischen-

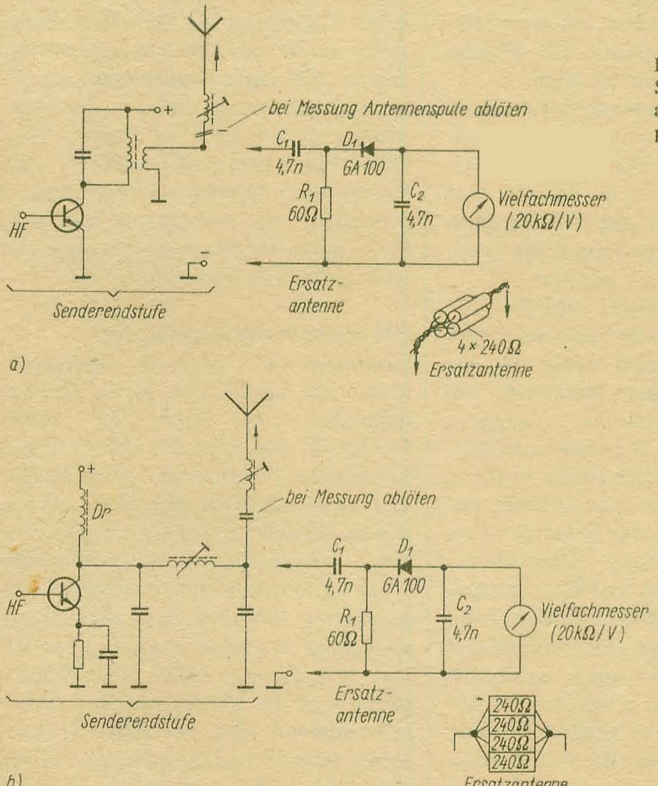

bei Messung Antennenspule ablöten
+
−
HF
C_1
4,7n
D_1
GA 100
R_1
60Ω
C_2
4,7n
Vielfachmesser (20kΩ/V)
Senderendstufe
Ersatzantenne
4 × 240Ω
Ersatzantenne
a)
+
Dr
bei Messung ablöten
HF
C_1
4,7n
D_1
GA 100
R_1
60Ω
C_2
4,7n
Vielfachmesser (20kΩ/V)
Senderendstufe
Ersatzantenne
240Ω
240Ω
240Ω
240Ω
Ersatzantenne
b)

Bild 6.35
Schaltung der Ersatzantenne; a – bei Koppelspule, b – bei π-Filter

Tabelle 6.2. Abhängigkeit der HF-Leistung P_{HF} von der HF-Spannung U_{HF} an der Ersatzantenne

U_{HF} in V	2,45	3,46	4,26	4,92	5,50	6,02	6,51	6,95	7,38	7,78	8,49	9,18	9,80	10,40	10,95
P_{HF} in mW	50	100	150	200	250	300	350	400	450	500	600	700	800	900	1000

werte sind mit der angegebenen Formel selbst zu errechnen. Zu beachten ist, daß die Ersatzantenne direkt an den HF-Ausgang des Senders noch vor der Antennenverlängerungsspule mit möglichst kurzen Leitungen angeschlossen wird, entweder an die Koppelspule oder an den letzten Kondensator des π-Filters. Für Messungen mit dem Röhrenvoltmeter können die Werte gemäß Tabelle 6.1. zugrunde gelegt werden. Bei Messungen mit hochohmigen Vielfachmeßgeräten (20 kΩ/V) liegen die Spannungswerte für gleiche HF-Leistungen etwas niedriger.

Mit Hilfe der Ersatzantenne wird die HF-Endstufe auf maximale HF-Leistung abgeglichen. Die dabei ermittelten HF-Leistungswerte notiert man sich zweckmäßigerweise, um sie dann bei der Senderabnahme durch die *Deutsche Post* angeben zu können.

Für den Endabgleich wird die HF-Platine in das Sendergehäuse eingebaut. Der Endabgleich erfolgt wie der Vorabgleich auf einem Holztisch, von dem alle Metallteile (Zangen, Schraubenzieher u. ä.) abgeräumt werden. Beim Endabgleich ist die Antenne voll ausgezogen und eingeschraubt, der Sender wird fest in der Hand gehalten (während des ganzen Abgleichvorgangs!), damit Hand und Körperkapazitäten beim Abgleich Berücksichtigung finden. Um aus dem Nahfeld des Senders herauszukommen, sollte das Feldstärkemeßgerät möglichst im Abstand von > 10 m aufgestellt werden. Als erstes stimmt man die Antenne mit der Verlängerungsspule auf Resonanz ab. Der Resonanzpunkt ist bei maximaler HF-Abstrahlung (Feldstärkemeßgerät zeigt höchsten Ausschlag) erreicht. Danach wird der Sender-HF-Teil durch wechselweisen Nachgleich von Treiber-, Endstufe und Antenne auf beste HF-Abstrahlung eingestellt. Dabei erreicht die Stromaufnahme bei maximaler HF-Abstrahlung ein Minimum. Das ist ein Kennzeichen dafür, daß der Sender bei optimalem Abgleich mit günstigem Wirkungsgrad arbeitet.

Nach diesen Abgleichschritten bleibt der Sender etwa 10 bis 15 min angeschaltet, damit sich die Bauelemente richtig einarbeiten (erwärmen) können. Nach dieser Zeit wiederholt man den Abgleich von Treiber- und Endstufe sowie Antenne und hält dabei den Sender wieder fest in der Hand. bis sich keine Steigerung der HF-Abstrahlung mehr erreichen läßt. Damit ist der Sender HF-seitig abgeglichen. Zu bemerken wäre noch, daß man den kompletten Endabgleich zu Beginn jeder Fernsteuersaison und natürlich nach Reparaturen (Bauelementewechsel – besonders von Transistoren oder von Schwingkreisbauelementen!) ebenfalls recht gründlich durchführt.

HF-Abgleich des Empfängers

Grundsätzlich werden alle Abgleicharbeiten am Empfänger, gleich ob Pendelaudion oder Super, auf einem Holztisch, von dem alle überflüssigen Metallteile (Werkzeuge, Meßschnüre u. ä.) abgeräumt worden sind, und mit der im Modell verwendeten Antennenlänge vorgenommen. Bei den ersten Abgleichschritten steht der Sender eingeschaltet, moduliert und mit vollausgezogener Antenne etwa 2 m neben dem Empfänger. Nach dem Vorabgleich wird die Sendeantenne verkürzt (einschieben) und der Abstand zwischen Sender und Empfänger schrittweise vergrößert, gegebenenfalls bis auf 100 m. Wer sich den Weg sparen will, steckt den Sender in die trockene (!) Waschmaschine und schließt den Deckel. Was dann noch an HF-Strahlung herauskommt, entspricht etwa dem Empfang bei 800 bis 1 000 m Senderabstand in freiem Gelände.

Das ist notwendig, da am übersteuerten Empfänger kein scharfer Abgleich auf die Sendefrequenz möglich ist.

Für den Abgleich des Pendelaudions schaltet man den Kopfhörer an den NF-Ausgang. Allerdings ist dieses Verfahren nicht sehr präzise, da das menschliche Ohr geringe Amplitudenunterschiede und Impulsverzerrungen nur sehr schlecht wahrnimmt. Wesentlich genauer wird der Abgleich, wenn man statt des Kopfhörers ein Vielfachmeßgerät (Wechselspannungsbereich) oder noch besser einen Oszillografen verwendet. Mit dem Oszillografen kann außerdem noch auf geringste Verzerrungen der NF abgeglichen werden. Im wesentlichen beschränkt sich der Abgleich des Pendelaudions auf den genauen Resonanzabgleich des HF-Schwingkreises. Für den Endabgleich wird der Sender so weit entfernt, daß die NF-Amplitude auf den halben Maximalwert des Vorabgleichs gesunken ist, und dann auf höchste Empfindlichkeit – entspricht größter NF-Amplitude – eingestellt. Eine weitere Empfindlichkeitssteigerung läßt sich unter Umständen noch durch genaue Anpassung des Antennen- und des Rückkoppelkondensators erzielen. Zu diesem Zweck ersetzt man die beiden genannten Kondensatoren durch Trimmer, die nach dem Abgleich ausgemessen und gegen Festkondensatoren ausgetauscht werden. In den meisten Fällen bringen diese Maßnahmen aber keinen wesentlichen Gewinn, da das Pendelaudion ohnehin eine hohe Empfindlichkeit hat. Unter Umständen sollte der Endabgleich des Pendelaudions im Modell erfolgen, damit die Einbaueinflüsse (Kapazitäten, Antennenverlauf u. a.) gleich beim Abgleich berücksichtigt werden.

Die einleitend gegebenen allgemeinen Abgleichhinweise gelten auch für den Super. Nur ist dabei zu beachten, daß der Abgleich der ZF-Kreise (Einstellung der Kopplung und der Resonanzstellen) nicht nur die Empfindlichkeit des Supers entscheidend beeinflußt, sondern auch in erheblichem Maße den Klirrfaktor (NF- bzw. Impulsverzerrungen). Beim Super sollte man daher möglichst einen Oszillografen an den NF- bzw. Impulsausgang anschließen. Das ist schon deswegen angeraten, da sich nur mit dem Oszillografen die einwandfreie Form der Impulse beurteilen läßt, von der aber letzten Endes die Funktion der Digitalanlage abhängt. Der Super für die Digitalanlage muß also neben der geforderten Empfindlichkeit auch auf saubere Impulsverstärkung abgeglichen werden.

Eine andere, sehr oft angewendete Anzeigemöglichkeit für den Abgleich auf höchste Empfindlichkeit besteht in der Messung der Regelspannung mit einem Vielfachmeßgerät. Es wird entweder zwischen Kollektor des Demodulatortransistors und Masse oder zwischen Regelspannungsdiode und Masse geschaltet. Mit diesem Verfahren läßt sich sehr genau auf höchste Empfindlichkeit (minimaler Zeigerausschlag) abgleichen. Die Impulsform überprüft man dann mit dem Oszillografen oder bei der Funktionsprobe mit einem angeschlossenen Servo nach dem Endabgleich. Für den Abgleichvorgang wird der zugehörige Quarz (Größe der ZF beachten!) eingesteckt, die Antenne hängt frei vom Tisch. Den Abgleich führt man mit nichtmetallischen Schraubenziehern durch.

Es werden zuerst die Kreise der HF-Vorstufe und danach die ZF-Kreise abgeglichen, bis sich am Meßgerät oder Oszillografen keine Steigerung der Regelspannung bzw. der Impuls- oder NF-Amplitude mehr ablesen läßt. Dann wird die Sendeantenne verkürzt und der Sender so weit von dem Super entfernt, bis der Zeigerausschlag bzw. die Impulsamplitude etwa auf die Hälfte zurückgegangen ist. Jetzt wiederholt man den Abgleichvorgang von vorn (HF-Vorstufe) nach hinten (1., 2. und 3. ZF-Stufe) so oft, bis keine Empfindlichkeitssteigerung mehr zu verzeichnen ist. Der Abgleich des Supers sollte erst mehrere Stunden nach den letzten Lötarbeiten durchgeführt werden, damit sich die Bauelemente, besonders die ZF-Filter, setzen (abkühlen) können. Ist der HF-Abgleich des Empfängers abgeschlossen, so erfolgt die Funktionsprobe mit den angeschlossenen Schaltstufen bzw. Servos.

Die Funktionsprobe kann man gleich mit einem Härtetest verbinden. Ein Rasierapparat mit Schwingankerantrieb (*Komet TR* 7 o. ä.) wird mit der schmalen Gehäuseseite in der Weise an die Empfängerplatine bzw. an das Empfängergehäuse gehalten, daß die Schwingungen gut übertragen werden. Arbeiten trotz dieser starken Vibrationsbeanspruchungen Servos oder Schaltstufen einwandfrei, kann man sicher sein, daß der Empfänger fehlerfrei ist und im Modell unter ähnlich harten Anforderungen zuverlässig seinen Dienst tun wird.

6.3.2. Hinweise zur Fehlersuche

So schön es ist, wenn eine Fernsteueranlage im Modell einwandfrei funktioniert, so kommt doch mit Sicherheit einmal der Tag, an dem sich die ersten Verschleißerscheinungen oder Fehler zeigen. Daß man mit Fehlern, und sogar mit recht hartnäckigen, rechnen muß, liegt in der Natur einer solchen komplizierten Technik. Fehler sollten aber nicht Anlaß sein, dem Hersteller der Anlage oder der Bauelemente grundlos die Schuld zu geben. Wie oft sind es Nachlässigkeit (nicht geladene Akkumulatoren, schlechte Lötstellen u. ä.), Unachtsamkeit (harte Landungen), Nichtbefolgung guter Ratschläge (Anlageneinbau) oder ähnliche persönliche Noten, die eigentlich erst zum Entstehen von Fehlern geführt haben.

Sind Reparaturen an der Fernsteueranlage notwendig, so gibt es zwei Möglichkeiten. Entweder man schickt sie an den Hersteller ein oder behebt den Schaden selbst. Das erstere ist sicher die einfachere Lösung. Außer dem Reparaturauftrag sollte dem Hersteller oder der Werkstatt noch möglichst genau mitgeteilt werden, welcher Fehler wann, wo und wie auftrat. Das erspart unter Umständen langes Suchen, Mißverständnisse und wirkt sich senkend auf die Reparaturkosten aus. Interessanter und für den Amateurelektroniker eigentlich selbstverständlich ist die Durchführung aller Reparaturarbeiten in der »eigenen Werkstatt«. Allerdings sollte man sich von vornherein für Servicearbeiten mit Geduld wappnen. Geht man mit der Überzeugung an die Sache, daß jeder Fehler eine Ursache hat, die mit systematischer Suche und einer genügenden Portion technischer Sachkenntnis gefunden werden kann, dann ist schon viel gewonnen, selbst wenn es einmal länger als einen Abend dauern sollte.

Den größten Teil der Fehlerursachen kann man bereits mit einfachen Kontroll- und Meßgeräten recht genau orten. Wichtige Hilfsmittel sind dabei das Vielfachmeßgerät, der Kopfhörer, der Feldstärkemesser und eventuell der Kontrollempfänger. Nur bei der Klärung von Impulsfehlern ist der Oszillograf unerläßlich. Selbstverständlich benötigt man neben diesen »Werkzeugen« noch den Stromlaufplan der Anlage und die genaue Sachkenntnis über die elektronische Funktion der einzelnen Stufen. Es ist daher für die Reparaturen von großem Vorteil, wenn vorher schon Erfahrungen beim Selbstbau von einfachen oder auch komplizierteren elektronischen Geräten gesammelt werden konnten.

Die Vielfalt der elektronischen Fernsteuergeräte gestattet es nicht, Reparaturrezepte zu geben. Die im nachfolgenden zusammengestellten Empfehlungen beinhalten daher auch nur die Methode der Fehlersuche, gewissermaßen einen Algorithmus dazu. Im konkreten Fall wird man mit Hilfe von Stromlaufplan, Meßgerät und gegebenenfalls Oszillograf bis ins letzte Detail vordringen müssen, um auch hartnäckige Fehler zu beseitigen. Der Algorithmus zur Fehlersuche gibt nur allgemeingültige Schritte an. In der Regel wird mit dem Schritt 1 begonnen und je nach Ergebnis der Algorithmus so weit abgearbeitet, bis der Fehler eindeutig gefunden ist. Auf diese Weise kann es durchaus sein, daß mit Schritt 1 schon der Fehler (entladene Akkumulatoren) feststeht und die Fehlersuche beendet werden kann. Es kommt also auf die konkrete Reparatursituation an, welchen Teil des Algorithmus man abarbeitet. Steht eindeutig fest, daß der Empfänger einen Fehler aufweist (nach Absturz), so wird auch nur dieser genau untersucht, und man beschränkt sich beim Sender auf die Kontrolle der Schritte 1, 2, 3 und 5.

Algorithmus für die Suche nach Dauerfehlern

1. Messung der Batteriespannung des Senders unter Belastung (Schalter auf EIN, Antenne voll ausgezogen). Ergeben sich Abweichungen von mehr als 20% vom Nennwert, ist die Batterie zu wechseln bzw. der Akkumulator zu laden, ehe die Fehlersuche fortgesetzt wird.
2. Messen der Stromaufnahme des Senders unter Belastung (Antenne voll ausgezogen, Schalter auf AUS, mit dem Vielfachmeßgerät werden die Schalteranschlüsse überbrückt).
3. Kontrolle der HF-Abstrahlung des Senders mit dem Feldstärkemeßgerät.
4. Kontrolle des Senderoszillators mit dem Pendelaudion – Kontrollempfänger. Arbeitet der Senderoszillator, setzt beim Pendelaudion das Rauschen aus. Gegebenenfalls Senderquarz wechseln, da dieser defekt sein kann.
5. Kontrolle der Modulation mit dem Kontrollempfänger. Ob Tip- oder Digitalsender, jede Modulationsart hat ihr typisches Klangbild.
6. Spannungsmessung an den Transistoren im NF- bzw. Impulsteil.
7. Impulsfehler können nur mit dem Oszillografen genau bestimmt werden. Sie sind meist die Ursache für fehlerhaftes Arbeiten bestimmter Anlagenteile, aber nicht für den Totalausfall.
8. Messen der Betriebsspannung des Empfängers unter Belastung (angeschaltete Servos bzw. Rudermaschinen, Sender eingeschaltet, Kanal getastet). Ergeben sich Abweichungen von mehr als 20% vom Nennwert, ist die Batterie zu wechseln bzw. der Akkumulator zu laden, ehe die Fehlersuche fortgesetzt wird.
9. Messen der Stromaufnahme des Empfängers unter Belastung (Kanal getastet).
10. Austausch des Quarzes im Super gegen einen anderen für den gleichen Kanal bzw. Quarzwechsel im Sender und Empfänger.
11. Kontrolle des Superoszillators mit dem Pendelaudion – Kontrollempfänger (Rauschen setzt bei schwingendem Oszillator aus).
12. Kontrolle der Bauelemente mit der Lupe auf eventuelle mechanische Beschädigungen.

13. Arbeitet nur ein Servo fehlerhaft, stellt man durch Vertauschen der Servos bzw. der Kanalausgänge fest, ob der Fehler im Servo oder in der Dekoderstufe liegt.

14. Messen der Spannungswerte an den Transistoren von Empfänger und Aufschalteinrichtungen (Servos).

15. Signalverfolgung an den Stufen von Empfänger und Aufschalteinrichtung mit Oszillograf oder Kopfhörer.

Besonders unangenehm sind die nur zeitweilig auftretenden Fehler, da sie sich meist dann nicht bemerkbar machen, wenn man sie orten will. Auch bei dieser Fehlerkategorie hilft nur die systematische Suche.

Algorithmus für die Suche nach zeitweiligen Fehlern

1. Sendeleistung messen;
2. Reichweitetest am Boden durchführen;
3. Polarisation von Sende- und Empfängerantenne kontrollieren;
4. Antennenlänge an Sender und Empfänger prüfen;
5. Ausbreitungsverhältnisse (schlechte Bodenleitfähigkeit, Reflexionen u. a.) kontrollieren, eventuell Test nach Standortwechsel wiederholen;
6. Störungen durch Knackimpulse in Antennennähe. Sie entstehen, wenn zwei verschiedene Metalle aufeinanderreiben. Kontrolle: mit der Feile über den nackten Antennendraht streichen – Servos zucken.
7. Fremdstörungen (medizinische oder industrielle HF-Geräte, Fremdsender) – sind aber selten. Nachweis mit Kontrollempfänger, Ausweg – eventuell Kanalwechsel. Die wenigsten Fremdstörungen gibt es erfahrungsgemäß in den Randkanälen (2, 4, 27 und 30).
8. Untersuchung der gesamten Modellelektronik auf Wackelkontakte. Die Elektronik wird schrittweise bei laufendem Motor aus dem Modell ausgebaut, bis genau der schadhafte Bauteil gefunden ist – Fehler ist verschwunden. Die ausgebaute Anlage wird Baugruppe für Baugruppe durch Vibration geprüft (Rasierapparat mit Schwinganker, z. B. *TR* 7). Ist damit der Fehler auf eine bestimmte Baugruppe eingegrenzt, so werden die einzelnen Bauelemente abgeklopft und Bauelemente, Verbindungsschnüre, Schalter sowie Steckverbindungen durch vorsichtiges Ziehen und Wackeln geprüft.

   In Fernsteuergeräten wird ausschließlich PVC-isolierte Kupferlitze verwendet. Beim Löten solcher Litze bildet sich in geringem Maße Salzsäure, die mit der Zeit die dünnen Kupferdrähtchen durchfrißt. Schlußfolgerung: kurzzeitig löten, reichlich Kollophonium verwenden und mit der Lötkolbenspitze möglichst nicht die PVC-Isolation berühren. Trotzdem ist es angebracht, die Lötstellen der Kabel etwa alle zwei Jahre genauestens auf ihren Zustand hin zu überprüfen. Manches Kabel hängt dann nur noch an einem dünnen Faden.
9. Kontrolle von Temperatur- und Feuchtigkeitseinflüssen. Kondenswasser im Servo oder Empfänger bzw. sehr hohe Luftfeuchtigkeit (bei fehlerhaften Bauelementen!) führen oft zu schlecht klärbaren Fehlern, da sie im »Trockenen« wieder verschwunden sind (verdächtige Teile anhauchen!).

7. Prüf- und Kontrollgeräte

Ein gewisser Bestand von Prüf- und Kontrollgeräten ist für den Amateurelektroniker zur Durchführung von Servicearbeiten an der Fernsteueranlage unerläßlich. Einige einfache Prüfgeräte sind im vorangegangenen Text bereits vorgestellt worden, so der Feldstärkemesser und der HF-Leistungsmesser, auf die daher nicht noch einmal eingegangen wird. Diese genannten Zusatzgeräte zum Vielfachmeßgerät sind mit einfachen Mitteln selbst herzustellen und leisten sehr gute Dienste. Zum Grundbestand an elektronischen Zusatzgeräten gehören ferner noch hochohmige Kopfhörer und ein Vielfachmeßgerät mit möglichst 20 kΩ/V. Mit diesem Gerätebestand können die wichtigsten Servicearbeiten ausgeführt werden. Sofern möglich, sollte man den Bestand an Prüf- und Kontrollgeräten noch durch einen Oszillografen (Bild 7.1) und einen Sinus-Rechteckgenerator (Bild 7.2) ergänzen. Da diese beiden Geräte aber nur für bestimmte, seltener durchzuführende Servicearbeiten benötigt werden, genügt deren Ausleihe oder Mitbenutzung bei Bedarf. Diese Geräte gehören zum Gerätebestand der meisten polytechnischen Oberschulen, einiger Berufsschulen, einiger Klubs *Junger Techniker* und auch der Amateurfunkstationen der GST. Arbeitsgemeinschaften oder Modellbauzirkel werden dort sicher Möglichkeiten der Mitnutzung finden. Daneben kann man selbst noch spezielle Prüf- und Kontrollgeräte aufbauen, die bestimmte Arbeiten wesentlich erleichtern. Anregungen dazu geben die folgenden Abschnitte.

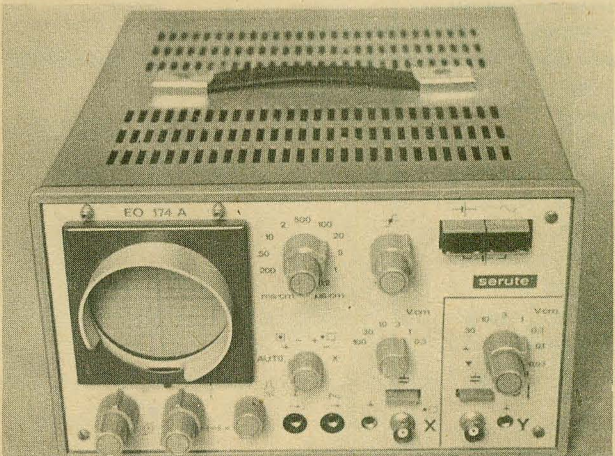


Bild 7.1
Oszillograf *EO 174 A*

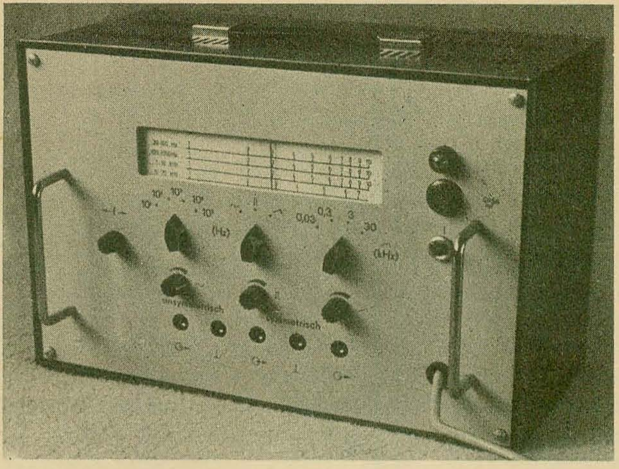


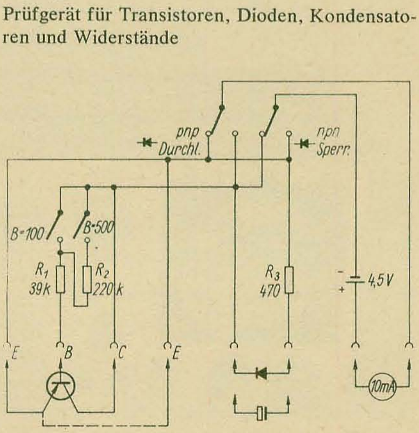
Bild 7.2
Sinus-Rechteckgenerator *UVG I*

7.1. Transistor- und Diodenprüfer

Für viele Zwecke lassen sich in den Fernsteuergeräten die recht preiswerten ungestempelten Transistoren, unter der Bezeichnung Basteltransistoren bekannt, einsetzen. Es ist nur notwendig, diese Transistoren einer Funktionsprobe zu unterziehen und sie gemäß ihren Kennwerten (Reststrom, Stromverstärkung und Grenzfrequenz) zu sortieren. Darüber hinaus sollte man es sich zur Regel machen, jedes Bauelement, nicht nur Basteltypen, vor der Verwendung zu prüfen. Für diesen Zweck genügt ein einfaches Zusatzgerät zum Vielfachmeßgerät. Das im nachfolgenden beschriebene Prüfgerät gestattet die Untersuchung von Transistoren (pnp, npn), Dioden, Kondensatoren und Widerständen. Bei der Prüfung der Werte handelt es sich um Grobbestimmungen, zum Teil auch nur um »Gut-Schlecht-Aussagen«, sie genügen aber völlig zur Beurteilung der für die Modellfernsteuerung benötigten Bauelemente.

Von einer Vielzahl bisher entwickelter Schaltungen ist die nach Bild 7.3 ausgewählt worden. Die Schaltung erfüllt mit einem Minimum an Bauelementeaufwand die an sie gestellten Forderungen. Durch Umschaltung der Spannungsquelle und des Meßgeräts können gleichermaßen pnp- und npn-Transistoren ausgemessen werden. Als Meßgerät verwendet man möglichst einen Vielfachmesser. Für die Bauelemente sind Steckfassungen (Transistorsteckfassungen) vorgesehen. Wird der Transistor eingesteckt, so mißt man mit dem Meßgerät den Kollektorrest-

Bild 7.3
Prüfgerät für Transistoren, Dioden, Kondensatoren und Widerstände



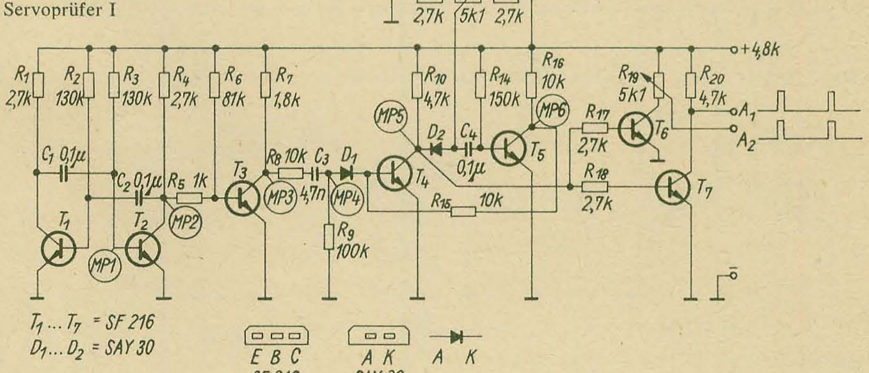
strom, der bei Ge-Transistoren $< 0{,}5$ mA und bei Si-Transistoren $< 1\,\mu$A, also nicht meßbar, sein sollte. Für die Messung der Gleichstromverstärkung B wird der Basis des Prüflings über R_1 bzw. $R_1 + R_2$ der Basisstrom zugeführt. Damit kann in den beiden Bereichen $B = 100$ und $B = 500$ (bei Vollausschlag) gemessen werden. B ist demnach auf einer 100er bzw. 500er Skale direkt ablesbar. Die bei der Bestimmung von B gemachten Meßfehler sind gering, sie liegen für $B > 50$ bereits niedriger als die Meßfehler des Vielfachmeßgeräts.

Mit Rücksicht darauf, daß bei bestimmten Transistortypen die Anschlußfolge nicht wie normal EBC (Emitter-Basis-Kollektor), sondern BCE ist, wird die Transistorfassung für beide Varianten ausgelegt. Die Zonenfolge npn bzw. pnp läßt sich mit dem Umschalter einstellen. Damit ist gleichzeitig die Möglichkeit gegeben, Dioden auf Durchlaß und Sperren zu prüfen. Ferner kann man Elektrolytkondensatoren auf den Zustand des Dielektrikums untersuchen. Der Ladestrom geht je nach Kapazitätswert schneller oder langsamer auf den Wert Null. Polung beachten! Bei durchgeschlagenem Dielektrikum fließt dauernd ein Strom. Widerstände und Kondensatoren prüft man nur auf Durchgang bzw. Isolation, also gut – schlecht.

7.2. Servoprüfer

Bei häufigen Arbeiten an Servos ist es recht umständlich, immer die gesamte Anlage aus dem Modell auszubauen oder gar das Modell auf den Tisch zu legen und in Betrieb zu nehmen. Wesentlich einfacher läßt sich die Servofunktion mit dem Servoprüfer kontrollieren. Außerdem ermöglicht es der Servoprüfer, sofort zu sagen, ob bei fehlerhaften Funktionen der Servos der Fehler am Servo oder an der Anlage liegt. Der Servoprüfer wird mit einem bereits abgeglichenen Servo geeicht und leistet bei der Überprüfung, dem Abgleich und der Fehlersuche neu aufgebauter Servos gute Dienste. Darüber hinaus ist der Servoprüfer aber auch für quantitative Messungen am Servo geeignet. Auf diese Weise kann man durch Einschalten eines Milliamperemeters (500 mA mit Mittelnull) in den Mittelabgriff (+ 2,4 V) des Akkumulators Ruhe- und Arbeitsstrom des Ser-

Bild 7.4
Servoprüfer I


R11 2,7k
R12 5k1
R13 2,7k
+4,8k
R1 2,7k
R2 130k
R3 130k
R4 2,7k
R6 81k
R7 1,8k
R10 4,7k
R14 150k
R16 10k
R19 5k1
R20 4,7k
MP5
MP6
D2
C4 0,1µ
R17 2,7k
T6
T5
A1
A2
C1 0,1µ
C2 0,1µ
R5 1k
T3
R8 10k
C3 4,7n
D1
T4
R18 2,7k
T7
MP3
MP4
R15 10k
T1
T2
MP2
MP1
R9 100k
T1 ... T7 = SF 216
D1 ... D2 = SAY 30
E B C
SF 216
A K
SAY 30
A K

vos messen. Die Messung gibt Aufschluß über die Qualität des Servos und über eventuelle Mängel. Die Strommessung wird bei allen Ruderhebelstellungen durchgeführt. Es kann z. B. ein erhöhter Ruhestrom durch Schwergängigkeit des Getriebes oder Auflaufen in den Endstellungen hervorgerufen werden. Weiterhin kann man mit dem Servoprüfer solche wichtigen Eigenschaften wie Auflösungsvermögen, Rückstellgenauigkeit und Stellgeschwindigkeit überprüfen und sogar messen.

Der Servoprüfer I (Bild 7.4) in traditioneller Technik enthält bereits bekannte Baugruppen. Der astabile Multivibrator mit T_1 und T_2 liefert für die längenvariablen Impulse die Zeitbasis. Der Transistor T_3 arbeitet als Impulsformer, indem er vom Taktimpuls übersteuert wird. Auf diese Weise kann am Kollektor von T_3 ein fast exakter Rechteckimpuls abgegriffen werden. Er wird durch C_3, R_9 differenziert, und die positive Spitze läßt über D_1 den monostabilen Multivibrator in den metastabilen Zustand kippen. Die Schaltung des monostabilen Multivibrators ist vom Servoverstärker der Digitalanlage übernommen. Mit R_{12} stellt man die Kippzeit des monostabilen Multivibrators ein und damit auch die Impulslänge des Ausgangsimpulses. Dem monostabilen Multivibrator sind zwei Negatorstufen nachgeschaltet, die den negativen Impuls am Kollektor von T_5 in einen positiven Impuls am Ausgang umkehren. Die Auslegung mit zwei Negatorstufen hat folgenden Grund: Man kann zwei Servoverstärker gleichzeitig anschließen. Das bietet die Möglichkeit, einen bereits abgeglichenen Servoverstärker direkt mit einem Neuaufbau zu vergleichen und auf diese Weise die Austauschbarkeit der Servoverstärker untereinander zu gewährleisten. Der Servoprüfer wird mit einem bereits abgeglichenen Servo (»Eichservo«) geeicht. Für den Anschluß von Akkumulator (Empfängerakkumulator verwenden) und Prüfling (Servo) sieht man am besten zwei Steckkupplungen wie beim Empfänger vor.

Der Servoprüfer I scheint durch die Verwendung des monostabilen Multivibrators recht aufwendig. Statt des monostabilen Multivibrators kann man auch die Kanalkippstufe vom Senderimpulsteil verwenden (Bild 7.5). Die Arbeitsweise gleicht dann dem Servoprüfer I, bis auf die Kippstufe. Allerdings hat diese vereinfachte Version den Nachteil, daß ihr Regelbereich geringer ist als der der Schaltung nach Bild 7.4.

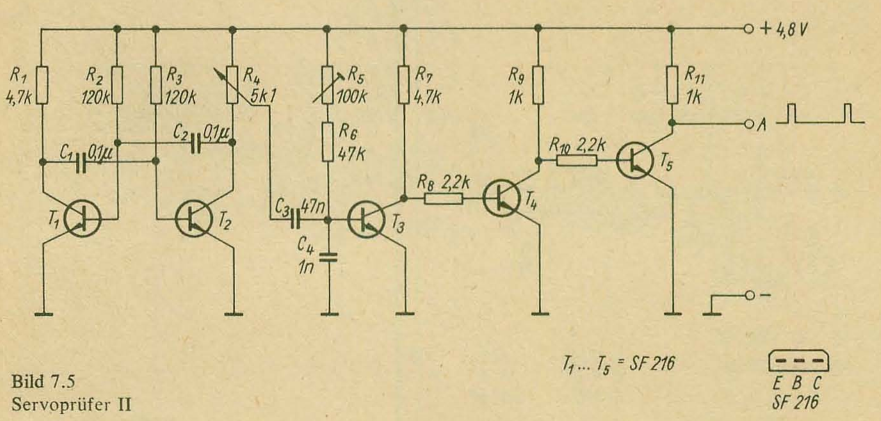


Bild 7.5
Servoprüfer II

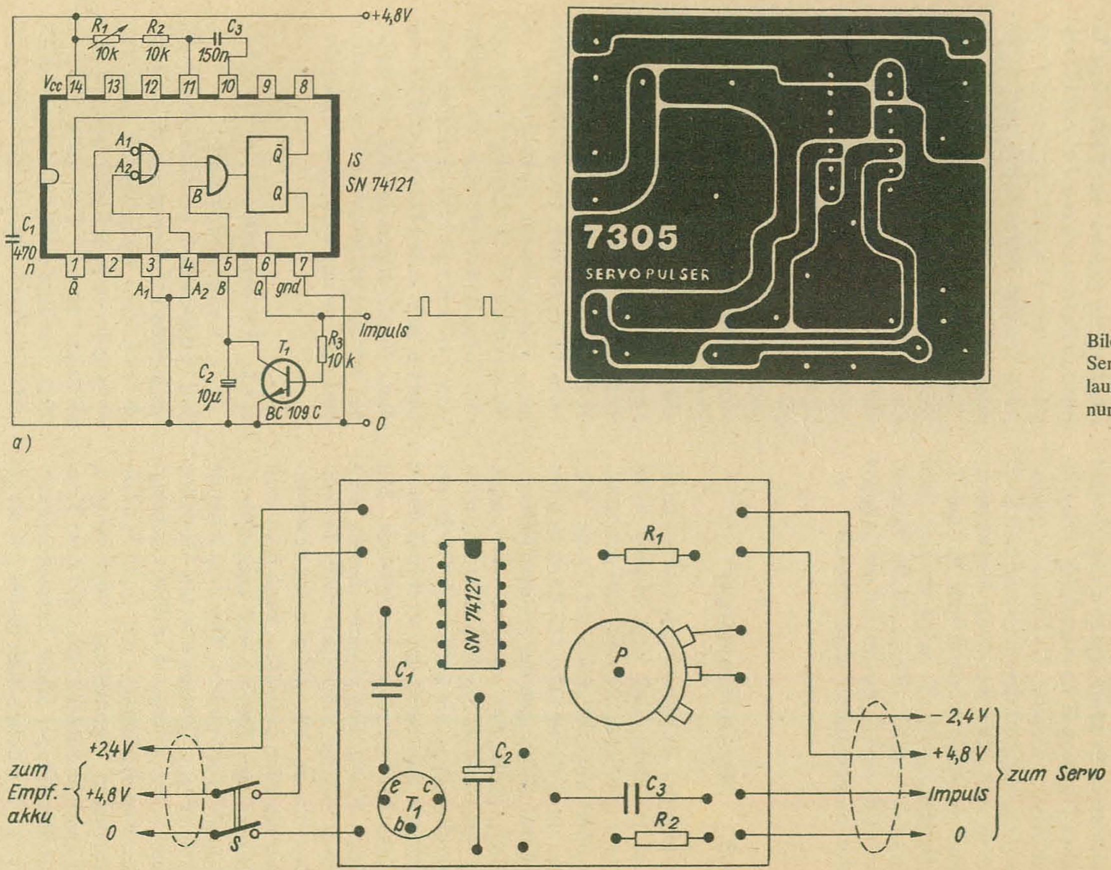

+4,8V
R1
R2
C3
10k
10K
150n
Vcc
14
13
12
11
10
9
8
A1
A2
B
Q̄
Q
IS
SN 74121
C1
470
n
1
2
3
4
5
6
7
Q̄
A1
A2
B
Q
gnd
Impuls
T1
R3
10 k
C2
10µ
BC 109 C
0
a)
7305
SERVOPULSER
R1
SN 74121
P
C1
C2
C3
R2
e
c
T1
b
+2,4V
zum
Empf.-
akku
+4,8V
0
S
-2,4V
+4,8V
Impuls
0
zum Servo

Bild 7.6
Servoprüfer mit IS; a – Stromlaufplan, b – Leiterplattenzeichnung, c – Bestückungsplan

Wesentliche Schaltungsvereinfachungen lassen sich durch die Verwendung von Integrierten Schaltkreisen erzielen (Bild 7.6). Der IS *74121* enthält einen monostabilen Multivibrator, dessen Haltezeit man über die Anschlüsse 9, 10 und 11 spannungsabhängig steuern kann. Über die Eingänge A_1 und A_2 an Anschluß 3 und 4 kann der monostabile Multivibrator negativ und über Eingang B an Anschluß 5 positiv getriggert werden. C_2 lädt sich positiv auf und triggert den monostabilen Multivibrator. Die positiven längenvariablen Impulse werden über R_3 und T_1 rückgekoppelt. T_1 wird leitend, und über ihn entlädt sich C_2. In der Pausenzeit lädt sich C_2 positiv auf und triggert den monostabilen Multivibrator.

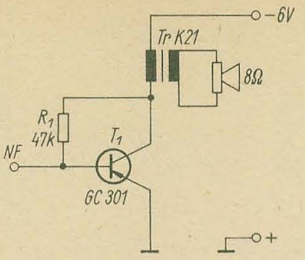
7.3. Kontrollempfänger

Wenn der Fernsteuerpilot oder -kapitän feststellt, daß sein Modell nicht mehr den Steuerkommandos gehorcht, kommt augenblicklich die Frage, woher die Störung rührt. Es kann sich um interne Störungen der Anlage (Fehler), aber auch um externe Störungen (Fremdsender) handeln. Der Kontrollempfänger ist ein geeignetes Gerät, um externe Störungen und eventuell deren Ursachen erkennen zu können. Mit dem Kontrollempfänger lassen sich zwar solche Störungen nicht beseitigen; da sie aber meist nur in bestimmten Kanälen auftreten, kann man nach Ortung des Störers auf »ungestörte« Kanäle ausweichen. Die zunehmende Anzahl von ferngesteuerten Modellen läßt eine solche »Luftüberwachung« geraten erscheinen, um damit Modellverlusten rechtzeitig vorzubeugen. Vielleicht entdeckt man mit dem Kontrollempfänger sogar Fernsteuernachbarn, von denen man bisher gar nichts wußte. Aus diesen kurzen Darlegungen geht schon hervor, daß der Kontrollempfänger besonders für Flugmodellsportler, und da vor allem auch für Gruppen mit regem Flugbetrieb, zum wichtigen Kontrollgerät wird. Seine Benutzung ist ein erheblicher Sicherheitsfaktor, wenn man vor dem Start des Flugmodells die »Luftreinheit« kontrolliert und sagen kann, daß sich im benutzten Fernsteuerkanal weder Störungen, fremde Funkdienste (Sprechfunk) noch fremde Fernsteuersender befinden.

Aus der Aufgabenstellung für den Kontrollempfänger leiten sich die an ihn gestellten Anforderungen ab. Da der Kontrollempfänger in Bodennähe betrieben wird, wo eventuelle Störsignale wesentlich schwächer einfallen als einige Meter über dem Erdboden, sollte seine HF-Empfindlichkeit besser sein als die des Empfängers im Modell. Ferner soll der Kontrollempfänger auf alle 12 Fernsteuerkanäle abstimmbar sein, damit genau gesagt werden kann, welcher Kanal gestört ist. Er muß die 12 Frequenzkanäle auch noch in unmittelbarer Nähe vom Fremdsender trennen. Zur genauen Lokalisation von Störsendern ist es günstig, wenn man die Empfangsbandbreite im Bereich von 5 kHz bis 25 kHz einstellen kann. Daraus geht schon hervor, daß sich alle diese Forderungen nur mit dem Superhet erfüllen lassen, das Pendelaudion demzufolge nur bedingt geeignet ist.

7.3.1. Pendelaudion-Kontrollempfänger

Das Pendelaudion gestattet wegen seiner großen Bandbreite nur die Aussage, ob sich eine Störung im gesamten Fernsteuerband befindet, aber nicht in welchem Kanal. Für viele Fälle ist diese Aussage auch schon wichtig. Da sich das Pendelaudion mit äußerst ge-



-6V
Tr K21
8Ω
R_1
47k
NF
T_1
GC 301
+

Bild 7.7
Lautsprecherstufe für Pendelaudion-Kontrollempfänger

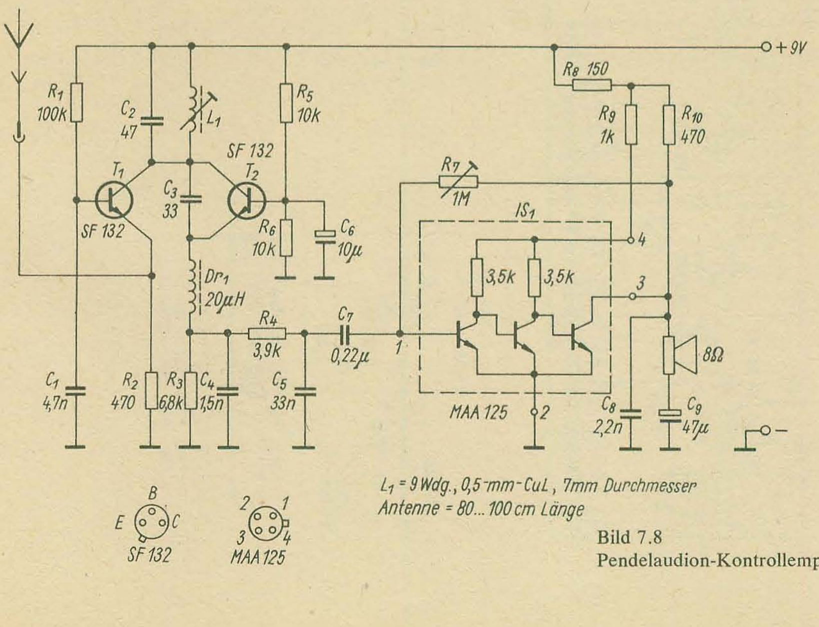
ringem Aufwand herstellen läßt, wird im folgenden ein Schaltungsvorschlag gebracht.

Im einfachsten Fall nimmt man einen ausgedienten Pendlerbaustein vom Tip-Empfänger und schaltet eine Lautsprecherstufe (Bild 7.7) nach. Dieses Pendelaudion sendet allerdings seine Störstrahlung aus, so daß es nicht während des Modellbetriebes angeschaltet bleiben darf.

Den Ausweg bietet die Anwendung einer HF-Vorstufe. Durch sie werden die HF-Störungen des Pendelaudions von der Antenne ferngehalten, so daß man einen solchen Empfänger zur Dauerüberwachung verwenden kann (Bild 7.8). Die HF-Vorstufe mit T_1 arbeitet in Basisschaltung gemeinsam mit dem Pendelaudiontransistor T_2 auf den Schwingkreis C_2, L_1. Das Pendelaudion selbst ist bereits bekannt (s. Abschnitt 4.2.2.3.). Zur NF-Verstärkung wird ein dreistufiger IS verwendet, dessen Verstärkung groß genug ist, den Lautsprecher eisenlos auszusteuern. Den Arbeitspunkt des IS stellt man mit R_7 ein. Es wird keine Lautstärkeregelung vorgesehen, da die Lautstärke selbst das Maß für die Stärke des einfallenden Störsignals ist.

7.3.2. Superhet-Kontrollempfänger

Der im nachfolgenden vorgestellte Superhet-Kontrollempfänger *RC 27 S* (Bild 7.9) erfüllt alle die eingangs gestellten Anforderungen. Er hat eine hohe HF-Empfindlichkeit ($\approx 2\,\mu$V), regelbare Bandbreite und ist auf jeden



+9V
R_1 100k
C_2 47
L_1
R_5 10k
R_8 150
R_9 1k
R_{10} 470
SF 132
T_1
T_2
C_3 33
SF 132
R_7 1M
IS_1
R_6 10k
C_6 10μ
4
3,5k
3,5k
3
Dr_1 20μH
R_4 3,9k
C_7 0,22μ
1
8Ω
C_1 4,7n
R_2 470
R_3 6,8k
C_4 1,5n
C_5 33n
MAA 125
2
C_8 2,2n
C_9 47μ
-
B
E
C
SF 132
2
1
3
4
MAA 125

L_1 = 9 Wdg., 0,5-mm-CuL, 7mm Durchmesser
Antenne = 80...100 cm Länge

Bild 7.8
Pendelaudion-Kontrollempfänger

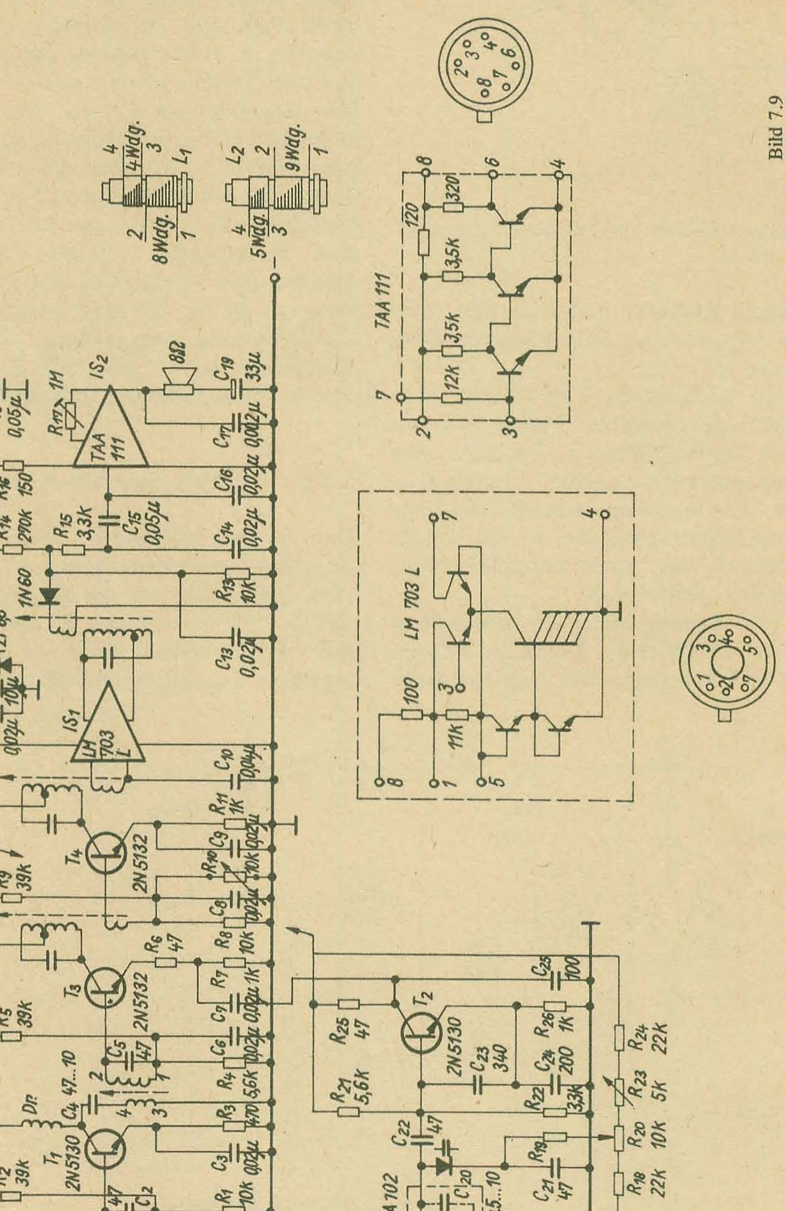

+ 9V
-
L1
L2
4Wdg.
8Wdg.
5Wdg.
9Wdg.
11 Wdg.
C1 0,02µ
C2 47
C3 0,02µ
C4 47...10
C5 47
C6 0,02µ
C7 0,02µ
C8 0,02µ
C9 0,02µ
C10 0,04µ
C11 0,02µ
C12 10µ
C13 0,02µ
C14 0,02µ
C15 0,05µ
C16 0,02µ
C17 0,002µ
C18 0,05µ
C19 33µ
C20
C21 47
C22 47
C23 340
C24 200
C25 100
R1 10K
R2 39K
R3 470
R4 5,6K
R5 39K
R6 47
R7 1K
R8 10K
R9 39K
R10 10K
R11 1K
R12 150
R13 10K
R14 270K
R15 3,3K
R16 150
R17 1M
R18 22K
R19
R20 10K
R21 5,6K
R22 3,3K
R23 5K
R24 22K
R25 47
R26 1K
T1 2N5130
T2 2N5130
T3 2N5132
T4 2N5132
Dr
ZF68
1N60
BA102
IS1 LM 703 L
IS2 TAA 111
8Ω
LM 703 L
100
11K
TAA 111
120
320
3,5K
3,5K
12K
1
2
3
4
5
6
7
8

Bild 7.9
Kontrollempfänger RC 27 S

Kanal des 27,12-MHz-Bandes abstimmbar.

Im Unterschied zu den Superschaltungen für die Modellfernsteuerung hat der Kontrollempfänger mit T_1 eine HF-Vorstufe. Die Teleskopantenne wird induktiv an den Empfängerkreis mit L_1, C_2 angekoppelt und über das Windungszahlenverhältnis von L_1 angepaßt. Wechselstromarbeitswiderstand der HF-Vorstufe ist der Reihenschwingkreis mit C_4, L_2. Die Mischstufe weist gegenüber den Schaltungen von Abschnitt 4.2.2., HF-Empfänger, keine Besonderheiten auf. Zur Abstimmung des Kontrollempfängers auf den gewünschten Kanal wird kein quarzstabilisierter Oszillator, sondern ein durchstimmbarer *LC*-Oszillator benutzt. Auf diese Weise kann zu Kontrollzwecken der Oszillator kontinuierlich durchgestimmt und damit das gesamte Fernsteuerband durchfahren werden. Da der Oszillator mit stabilisierter Spannung betrieben wird, wirken sich Speisespannungsschwankungen nicht auf die Frequenz aus. Im Interesse hoher Temperaturkonstanz sollten die frequenzbestimmenden Bauelemente des Oszillators nur einen geringen Temperaturgang haben. Der Oszillator und damit der Kontrollempfänger wird mit R_{23} auf die Kanalfrequenzen geeicht.

Die Bandbreite des ZF-Verstärkers kann man mit R_{10} bis auf 5 kHz herab einstellen. Mit dieser Einrichtung können Störsender genau ausgeblendet, also ihre Lage und die Breite des Störbereichs exakt bestimmt werden. Die zweite ZF-Stufe ist mit einem IS ausgerüstet. Damit erhält man eine sehr hohe Stufenverstärkung bei sehr guter Stabilität und Rückwirkungsfreiheit. Beim Nachbau kann der IS_1 durch den Typ *MA 3005* von *Tesla* oder durch einen Transistor *SF 132* ersetzt werden. Der NF-Verstärker wird durch den dreistufigen IS *TAA 111* (Austauschtyp: *MAA 125*) realisiert. Bei 65 dB Verstärkung reicht das Signal am Ausgang zur Aussteuerung des Lautsprechers. Auf die Regelung des ZF-Verstärkers (AVR) und die Lautstärkeregelung ist verzichtet worden, da die erzielte Lautstärke das direkte Maß für die Stärke der Störsignale sein soll. Eine gewisse (indirekte) Lautstärkeregelung ist über die Bandbreiteregelung mit R_{10} möglich.

Diese relativ einfachen Kontrollempfänger sind mit den von den Fernsteueranlagen her bekannten Mitteln und Bauelementen ohne Schwierigkeiten nachzubauen. Ihre Vorzüge werden sicher manchen Amateur dazu anregen, sich selbst ein solches Gerät aufzubauen. Außer diesen Kontrollempfängern sind aber auch wesentlich aufwendigere Geräte zur Überwachung des 27,12-MHz-Fernsteuerbandes entwickelt worden; angefangen von der oszillografischen Überwachung bis hin zu kompletten Kanalanalysatoren. Ein solcher Kanalanalysator wurde von *H. Schweitzer* in der Zeitschrift »Funkschau«, Jahrgang 1969, Heft 4, S. 111 bis 113 und Heft 5, S. 135 bis 137 mit den kompletten Schaltungs- und Konstruktionsunterlagen vorgestellt. Der Kanalanalysator gestattet sofort Aussagen über die Belegung des gesamten 27,12-MHz-Bandes, da für jeden Kanal ein gesondertes Anzeigeinstrument (Analysator) vorgesehen ist. Auf die detaillierte Besprechung dieser bemerkenswerten Konstruktion wird an dieser Stelle aus Platzgründen verzichtet, und Interessenten werden auf die genannten Veröffentlichungen verwiesen.

7.4. Elektronischer Drehzahlmesser

Für die optimale Belastung eines Motors für den Modellantrieb ist die Kenntnis seiner Drehzahl wichtig, denn aus der Belastungskennlinie eines Motors kann man bei bekannter Drehzahl sofort die abgegebene Leistung bzw. das Drehmoment ablesen. In diesem Fall ist es egal, ob es sich um einen Elektro- oder Verbrennungsmotor handelt. Die Kenntnis von aufgenommener und abgegebener Leistung hat für den Modellbauer durchaus Bedeutung, da er ja seinen Modellantrieb mit dem günstigsten Wirkungsgrad auslegen will. Günstiger Wirkungsgrad bedeutet, ein optimales Verhältnis zwischen aufgewendeter Leistung bzw. Energie und erreichter Modellgeschwindigkeit zu erzielen. Dieses Problem zu lösen ist für den Schiffs- wie auch Flugmodellantrieb gleichermaßen bedeutsam. Der kontaktlose Drehzahlmesser kann dabei eine große Hilfe leisten, denn er ermöglicht es, die wichtige physikalische Größe, die Drehzahl, relativ genau und problemlos zu bestimmen.

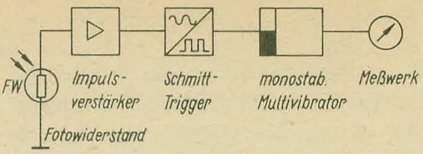
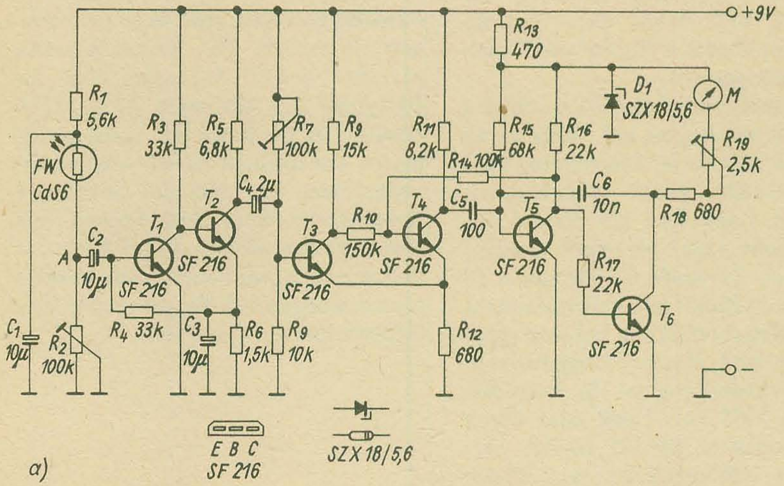
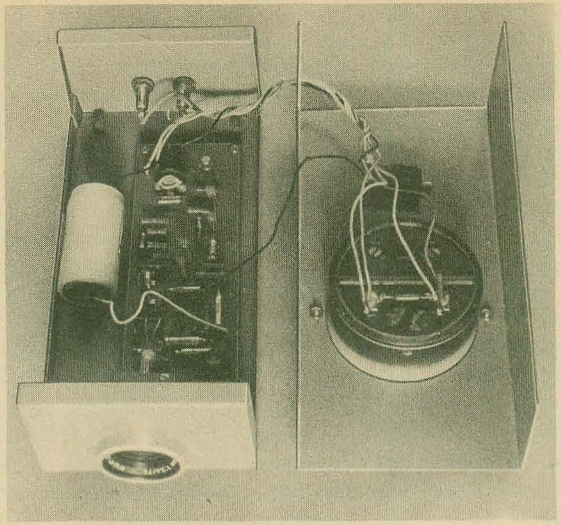

FW
Impulsverstärker
Schmitt-Trigger
monostab. Multivibrator
Meßwerk
Fotowiderstand

Bild 7.10
Übersichtsschaltplan des elektronischen Drehzahlmessers

Ein drehendes Teil des Antriebs, das auch nur geringe Helligkeitsschwankungen hervorruft, wird in die Nähe des Fotowiderstands gebracht (Bild 7.10) und ruft in ihm Widerstandsänderungen im Takt der Helligkeitsschwankungen hervor. Diese Widerstandsänderungen sind in der Regel ungleich groß und ergeben ungleich breite Nadelimpulse. Bei einer integrierenden Messung würde die Form der auf diese Weise verstärkten Impulse den Meßwert sehr stark beeinflussen. Daher macht man die Impulsform unabhängig von der Größe der Eingangsamplitude, indem man sie einen *Schmitt*-Trigger durchlaufen läßt. An seinem Ausgang stehen dann exakte Rechteckimpulse gleicher Amplitude zur Verfügung, de-


+9V
R1 5,6k
FW CdS6
R3 33k
R5 6,8k
R7 100k
R9 15k
R11 8,2k
R13 470
D1 SZX18/5,6
M
R15 68k
R16 22k
R19 2,5k
R14 100k
C4 2µ
T1
T2
T3
T4
T5
T6
C2 10µ
A
SF216
C1 10µ
R2 100k
R4 33k
C3 10µ
R6 1,5k
R9 10k
R10 150k
C5 100
C6 10n
R18 680
R17 22k
R12 680
E B C
SF216
SZX18/5,6
a)



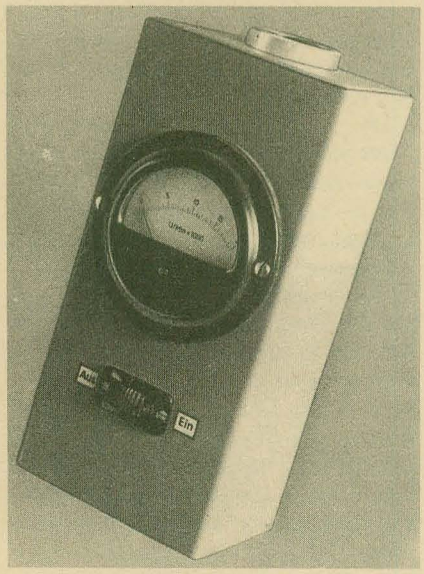


Bild 7.11
Elektronischer Drehzahlmesser; a – Stromlaufplan, b – Innenansicht, c – Außenansicht

ren Breite allerdings noch unterschiedlich sein kann. Also formt man aus den Rechteckimpulsen des *Schmitt*-Triggers mit einem monostabilen Multivibrator wiederum Rechteckimpulse, aber mit genau definierter Breite. Die Impulsbreite hängt nur von der Zeitkonstanten des monostabilen Multivibrators ab. Für die Messung selbst genügt dann ein einfaches, relativ unempfindliches Meßgerät.

Der Funktionserläuterung wird die Schaltung nach Bild 7.11 zugrunde gelegt. Im Eingang des kontaktlosen Drehzahlmessers liegt der Fotowiderstand FW, der seinen Widerstandswert je nach der einfallenden Lichtstärke ändert. Die besondere Eigenschaft des Fotowiderstands ist, daß schon geringe Lichtstärkeschwankungen zu relativ großen Änderungen des Widerstandswertes des Fotowiderstands führen. Da der Fotowiderstand über R_1 und R_2 an die Batteriespannung $U_B = 9$ V angeschlossen ist, entsteht durch Änderung seines Widerstandswertes am Punkt A eine Wechsel- bzw. Impulsspannung. Der optimale Arbeitspunkt von FW kann durch R_2 eingestellt werden. Dem Fotowiderstand wird ein zweistufiger Verstärker nachgeschaltet. Die erste Verstärkerstufe stellt einen dynamisch gesteuerten Negator dar. Durch die statische Steuerung, galvanische Kopplung von T_2 und den relativ großen Emitterwiderstand R_6 sowie die

Gegenkopplung über R_4 auf die Basis von T_1 erreicht man eine sehr gute Temperaturstabilisierung des Arbeitspunktes des zweistufigen Impulsverstärkers. Die auf diese Weise verstärkten Impulse steuern den angeschalteten *Schmitt*-Trigger dynamisch über C_4 an. Der *Schmitt*-Trigger formt aus den noch in Höhe und Breite recht unterschiedlichen Impulsen (je nach den Meßbedingungen) exakte Rechteckimpulse mit steilen Flanken. Den Arbeitspunkt des *Schmitt*-Triggers kann man mit R_7 genau einstellen. Für die dynamische Steuerung des nachgeschalteten monostabilen Multivibrators werden die Rechteckimpulse des *Schmitt*-Triggers durch C_5 und R_{15} zu Nadelimpulsen geformt. Die Nadelimpulse an der Basis von T_5 kippen diesen Transistor jeweils in den nichtleitenden Zustand und damit den monostabilen Multivibrator in die Arbeitsstellung. Die Zeitkonstante des monostabilen Multivibrators ist durch die Dimensionierung von C_6 und R_{15} so klein bemessen, daß selbst bei hohen Drehzahlen jeder ankommende Impuls den monostabilen Multivibrator in die Arbeitsstellung kippt. Mit R_{15} wird gleichzeitig der Arbeitspunkt von T_5 in der Weise eingestellt, daß er sich ohne Signal am Eingang im leitenden Zustand befindet.

Zur Messung kann man das Meßgerät M direkt in die Kollektorleitung von T_6, den zweiten Transistor des monostabilen Multivibrators, schalten. Dem liegen folgende Überlegungen zugrunde: Ohne Signal am Eingang E befindet sich T_6 im gesperrten Zustand. Dann fließt in seinem Kollektorzweig nur ein verschwindend kleiner Reststrom von einigen Nanoampere. Das mit 1-mA-Vollausschlag sehr unempfindliche Meßgerät wird diesen Strom überhaupt nicht anzeigen. Treffen nun Lichtimpulse auf den Fotowiderstand, so mißt das Meßgerät integrierend. Der Kollektorstrom durch T_6 setzt sich aus den zweifach geformten Rechteckimpulsen definierter Höhe und Breite zusammen. Je mehr Impulse je Zeit auftreten, um so größer wird der Kollektorstrom durch T_6. Damit ist die Größe des Kollektorstroms von T_6 direkt proportional der Anzahl der auftretenden Impulse und kann daher zur Messung der Impulszahl benutzt werden. Die Anzahl der Lichtimpulse ist aber wiederum der Drehzahl direkt proportional, so daß man damit eine elegante Methode zur kontaktlosen Drehzahlmessung hat. Um die Anzeige des Meßinstruments nun auch noch von der sinkenden Betriebsspannung bei sich allmählich erschöpfender Batterie unabhängig zu machen, wird die Betriebsspannung für den monostabilen Multivibrator mit der Diode D_1 und R_{13} stabilisiert.

Die in der Schaltung angegebene Dimensionierung der Bauelemente sollte möglichst eingehalten werden. Bei geringen Abweichungen von den angegebenen Werten arbeitet der Drehzahlmesser auch noch einwandfrei.

Zur Verstärkung der Lichtwirkung auf den Fotowiderstand setzt man vor ihn eine Sammellinse von etwa 20 mm Durchmesser und mit einer Brennweite von 35 bis 50 mm. Die Sammellinse wird in die Stirnwand des ansonsten lichtdichten Blechgehäuses eingebaut und in der Weise justiert, daß man den Fotowiderstand deutlich vergrößert sieht. Dabei ist der normale Betrachtungsabstand 25 bis 30 cm in Richtung der optischen Achse einzuhalten. Um Fehlmessungen durch unkontrollierte Reflexionen oder seitliches Streulicht zu vermeiden, wird auf die Sammellinse ein innen geschwärzter Tubus von 20 mm Länge gesetzt. Eine entsprechende Sammellinse baut man aus einer kleinen Lupe aus oder kauft sie beim Optiker. Ist die Linse nicht gefaßt, so kann der Lichtschutztubus genau nach dem Linsendurchmesser gefertigt und die Linse mit Zweikomponentenkleber direkt in den Tubus eingeklebt werden. Zur Erleichterung der Justierung wird der Fotowiderstand in einer Klemmfassung in der Längsachse verschiebbar eingebaut. Da der Drehzahlmesser dem rauhen Modellbetrieb standhalten soll, baut man sich ein stabiles lichtdichtes Blechgehäuse aus *Dural*.

Für den geringen Strombedarf des Drehzahlmessers genügt zur Stromversorgung eine 9-V-Transistorbatterie. Dem kommt entgegen, daß Drehzahlmessungen in der Regel nicht sehr oft und dann nur kurzzeitig vorgenommen werden. Die Batterie befestigt man in einer Klemmfassung neben der Platine im Gehäuse. Das eigentliche Meßgerät wird im Deckel des Gehäuses eingebaut, genau wie der Schalter, und über Kupferlitze angeschlossen.

Der Wert dieses Hilfsgeräts läßt sich dadurch erhöhen, daß man die Klemmen des Meßwerkes über einen Vorwiderstand von 20 kΩ an zwei Meßbuchsen führt. Das Meßgerät ist damit für Spannungsmessungen bis 20 V ausgelegt und kann gute Dienste bei der Fehlersuche im praktischen Modellbetrieb leisten. Wird der Anzeigebereich in zwanzig gleiche Teile geteilt, das entspricht einem Meßbereich von 20000 Umdrehungen je Minute, so kann man diese Teilung auch für die Spannungsmessung (20 V $\hat{=}$ Vollausschlag) benutzen. Für ein Meßgerät mit 100 Ω Innenwiderstand und 1 mA Vollausschlag beträgt für R_V = 20 kΩ. Beim Abgleich des Drehzahlmessers sollten folgende Hinweise beachtet werden:

– Einstellung des Arbeitspunktes des Fotowiderstands. Bei abgedunkeltem Fotowiderstand wird R_2 eingeregelt, so daß an Punkt E etwa die halbe Betriebsspannung anliegt.

– Einstellung des Arbeitspunktes des *Schmitt*-Triggers. Entweder man stellt den *Schmitt*-Trigger nach den angegebenen Meßwerten für T_3 und T_4 ein, bzw. R_7 wird in der Weise eingeregelt, daß bei Signal am Eingang am Meßgerät ein Ausschlag zustande kommt.

– Eichung des Drehzahlmessers.

Problematisch ist für den Amateur bzw. Bastler immer die Eichung eines selbstgebauten Meßgeräts. Sicher wird sich mancher Leser auch schon gefragt haben, wo nehme ich denn nur die zur Eichung erforderlichen Vergleichsdrehzahlen her? Es muß ja nicht gerade eine Vergleichs-»Drehzahl« sein, denn wie erläutert, mißt der kontaktlose Drehzahlmesser eigentlich die Anzahl der auftreffenden Lichtimpulse. Und gerade solche Lichtimpulse stehen jedem sogar mit hoher Frequenzgenauigkeit zur Verfügung. Man nutzt nur die Tatsache aus, daß der technische Wechselstrom in einer Sekunde seine Richtung 50mal ändert. In einer Periode hat er zwei Leistungsmaxima, nämlich in der positiven und der negativen Halbwelle. Das bedeutet, eine Glühlampe leuchtet in der Sekunde $50 \cdot 2 = 100$mal auf. Nun ist das menschliche Auge so träge, daß es diese schnellen Lichtstärkewechsel nicht empfindet. Für den Menschen leuchtet die Glühlampe immer gleichmäßig hell, konstante Netzspannung vorausgesetzt. Da Drehzahlen je Minute gemessen werden, liefert eine Glühlampe also $60 \cdot 100 = 6000$ Lichtimpulse je Minute. Der kontaktlose Drehzahlmesser ist in der Lage, im Unterschied zum menschlichen Auge, selbst eine noch höhere Anzahl Lichtimpulse je Minute zu unterscheiden und damit zu zählen – zu messen. Zur Eichung des kontaktlosen Drehzahlmessers bringt man die Sammellinse in die Nähe einer Glühlampe und wird einen Zeigerausschlag feststellen können. Entsprechend den vorstehenden Erläuterungen stellt man mit dem Potentiometer R_{19} den Zeigerausschlag genau auf 6000 Umdrehungen je Minute ein. Da ein Drehspulmeßwerk mit linearer Anzeigecharakteristik verwendet wird, stimmt die Eichung auch für höhere Werte, also für 10 000 und sogar für 20 000 U/min. Soll der Drehzahlmesser in der Hauptsache zur Drehzahlbestimmung von Flugmodellmotoren eingesetzt werden, so ist folgendes zu beachten: Eine Zweiblattluftschraube verursacht bei einer vollen Umdrehung zwei Lichtimpulse. Der Drehzahlmesser würde also die doppelte Drehzahl anzeigen, z. B., bei 3000 Motorumdrehungen werden 6000 angezeigt. Diese Tatsache ist bei den Messungen zu berücksichtigen. Man muß also bei einer Zweiblattluftschraube den angezeigten Wert durch zwei und bei einer Dreiblattluftschraube durch drei dividieren. Soll der kontaktlose Drehzahlmesser ausschließlich im Flugmodellbetrieb eingesetzt werden, empfiehlt sich eine angepaßte Eichung. Man berücksichtigt den vorstehend erläuterten Tatbestand und eicht das Meßgerät gleich für den Fall 2 Lichtimpulse = 1 Umdrehung je Minute. Bei der Eichung mit der Glühlampe wird mit R_{19} der Zeigerausschlag also nicht, wie zuerst erläutert, auf 6000 U/min, sondern nur auf 3000 U/min eingestellt. Dann kann man im praktischen Modellbetrieb sofort die Motordrehzahl exakt ablesen. Welche Lösung der Leser wählt, hängt stark vom Einsatzbereich des kontaktlosen Drehzahlmessers ab.

7.5. Sinus-Rechteckgenerator

Für den genauen Abgleich NF-kodierter Fernsteueranlagen ist ein durchstimmbarer Sinusgenerator unerläßlich. Daß er sich darüber hinaus noch für andere Zwecke (Prüfung von NF-Verstärkern) verwenden läßt, macht den Nachbau um so interessanter. Aus Bild 7.12 geht hervor, daß mit relativ geringem Aufwand (Basteltransistoren) ein wichtiges Prüf- und Abgleichgerät aufzubauen ist.

Der Sinusgenerator wird durch eine *Wien*-Brückenschaltung mit T_1, T_2 und T_3 gebildet. Zur kontinuierlichen Frequenzeinstellung dient das Tandempotentiometer R_1/R_2. Die vier Frequenzbereiche 10 Hz bis 100 Hz, 100 Hz bis 1 kHz, 1 kHz bis 10 kHz und 10 kHz bis 100 kHz sind mit den Kondensatoren C_1 bis C_8 umschaltbar. Die Ausgangsspannung ist mit R_{11} bis R_{13} in Stufen ($U_{ss} = 6$ V, $U_{ss} = 0{,}6$ V, $U_{ss} = 60$ mV) und mit R_{25} fein einstellbar. Mit R_4 wird die Ausgangsamplitude und die reine Sinusform eingestellt. Die Amplitude soll über den gesamten Durchstimmbereich annähernd gleich groß bleiben.

Für bestimmte Zwecke sind exakte Rechteckschwingungen (hoher Oberwellengehalt) erwünscht. Damit lassen sich recht gut die Übertragungseigenschaften von NF-Verstärkern beurteilen. Zur Erzeugung von exakten Rechteckschwingungen wird daher dem Sinusgenerator mit T_4, T_5 ein *Schmitt*-Trigger nachgeschaltet, der bei Bedarf zugeschaltet werden kann. Mit R_{15} stellt man den Arbeitspunkt des *Schmitt*-Triggers und damit die Symmetrie der Rechteckschwingung ein. Der Sinus-Rechteckgenerator wird wie die Tongeneratoren des Tip-Senders mit Hilfe eines geeichten NF-Generators und eines Oszillografen über *Lissajous*-Figuren geeicht.

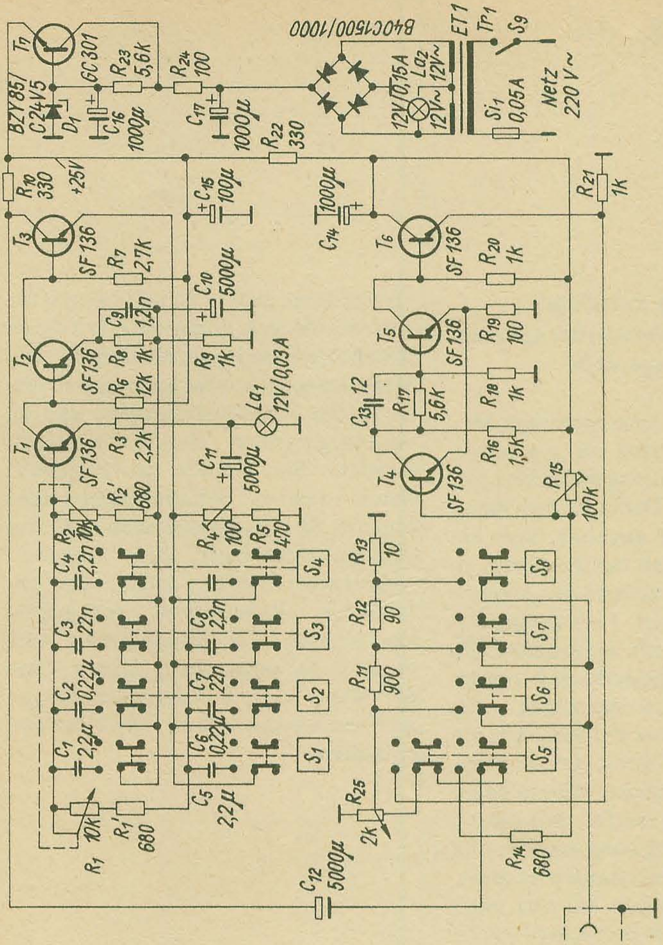

T1 SF136
T2 SF136
T3 SF136
T4 SF136
T5 SF136
T6 SF136
T7 GC301
BZY85/C24V5
D1
C16 1000µ
R23 5,6k
R24 100
C17 1000µ
R22 330
B40C1500/1000
ET1
Tr1
S9
La2 12V/0,15A
12V~
12V~
Si1 0,05A
Netz 220 V~
R10 330
+25V
C15 100µ
C14 1000µ
R7 2,7k
C10 5000µ
C9 1,2n
R8 1k
R9 1k
R6 12k
R3 2,2k
La1 12V/0,03A
C11 5000µ
R2' 680
R2 10k
R4 100
R5 470
C4 2,2n
C3 22n
C2 0,22µ
C1 2,2µ
C8 2,2n
C7 22n
C6 0,22µ
C5 2,2µ
R1 10k
R1' 680
S1
S2
S3
S4
S5
S6
S7
S8
R13 10
R12 90
R11 900
R25 2k
R14 680
C12 5000µ
R21 1k
R20 1k
R19 100
R18 1k
R17 5,6k
C13 12
R16 1,5k
R15 100k

Bild 7.12
Sinus-Rechteckgenerator

8. Anhang

8.1. Schaltungsunterlagen weiterer Fernsteueranlagen bzw. -anlagenteile

Die Probleme der elektronischen Modellfernsteuerung sind an typischen, ausgewählten Schaltungsbeispielen besprochen worden. Damit ist dem Amateur das Rüstzeug gegeben, sich ein Bild von der Vielfalt der Probleme zu machen und entsprechend den eigenen Vorstellungen selbst Fernsteueranlagen zu entwerfen und aufzubauen. Es sei aber auch festgestellt, daß zumindest bei Fernsteueranlagen für 27,12 MHz heute von der Industrie ein Entwicklungsstand erreicht worden ist, der mit amateurmäßigen Mitteln kaum zu überbieten sein dürfte. Für diesen Bereich wird es sich beim Amateur im wesentlichen um Nachbauten handeln. Anders ist es dagegen bei den noch wenig erschlossenen Bereichen, wie im 433-MHz-Band, bei der Licht-, Ultraschall- oder Induktionsfernsteuerung. An dieser Stelle können findige Amateure mit ihren einfachen Mitteln durchaus noch entscheidende Beiträge zur Weiterentwicklung der Modellfernsteuerung leisten.

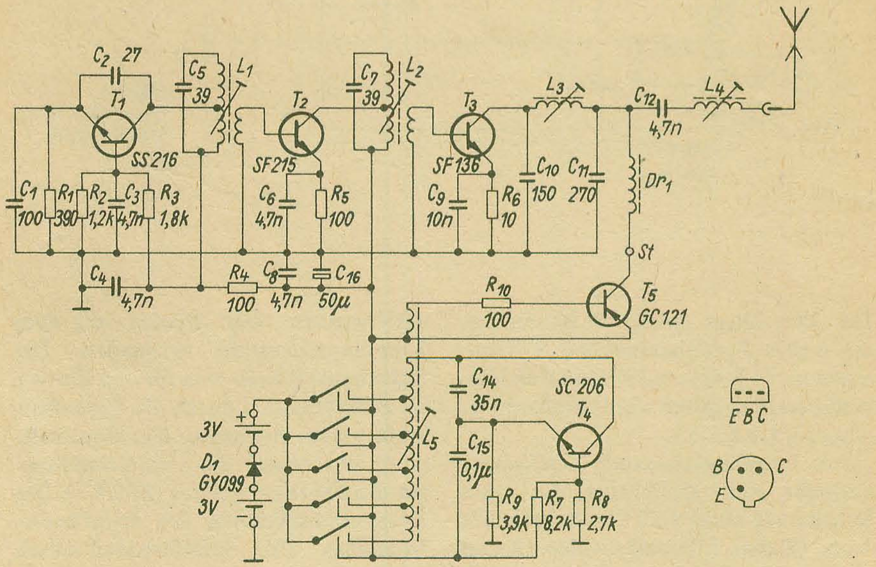
Neben diesen Informationen und Anregungen soll das Buch gleichzeitig auch das Rüstzeug für eigene Servicearbeiten an der Fernsteueranlage vermitteln. Service bedeutet aber nicht nur laufende Pflege und Wartung, sondern in vielen Fällen auch Reparatur. Für Reparaturen an elektronischen Geräten sind exakte Schaltungsunterlagen erforderlich. Ein großer Teil dieser Schaltungsunterlagen, nämlich der von Modellsportlern oder auch privat verwendeten Fernsteueranlagen, sind im vorangegangenen bereits vorgestellt worden. Sie werden im folgenden durch weitere Schaltungsunterlagen ergänzt, die, bei kommenden Auflagen ständig aktualisiert, dem Amateurelektroniker helfen sollen, die anfallenden Reparaturen sachkundig auszuführen. Im wesentlichen wird dieser Schaltungsanhang, wie es schon der Name sagt, Schaltungsunterlagen und nur wenige erläuternde Hinweise enthalten.

8.1.1. Fernsteueranlage *Junior*

Der technische Aufwand ist bei der Fernsteueranlage *Junior* möglichst gering gehalten worden, so daß ein recht preiswertes Gerät entstand, das vom Hersteller besonders zum Einsatz in Schiffsmodellen empfohlen wird. Die Anlage *Junior* gehört zur Kategorie der Tip-Anlagen (5 Kanäle) und ermöglicht Reichweiten von etwa 100 m, bei günstigen Ausbreitungsbedingungen bis zu 400 m. Als Besonderheit des Senders (Bild 8.1) ist der freischwingende *LC*-Oszillator anzusehen. Der Aufbau des temperaturstabilen, wenig belasteten *LC*-Oszillators und damit die Einhaltung der Frequenztoleranz von 27,12 MHz ± 0,6 % wird durch die dreistufige Auslegung des Sender-HF-Teils ermöglicht. Der NF-Generator mit T_4 arbeitet in *Colpitts*-Schaltung. Die Induktivitäten für die fünf Kanalfrequenzen (Tabelle 3.1., S. 25) werden durch Abgriffe an der Schwingkreisspule L_5 realisiert. Der Einzelabgleich jeder Kanalfrequenz ist damit nicht möglich. Modulatortransistor für die HF-Endstufe ist T_5. Er wird über die Teilwicklung von L_5 induktiv an den NF-Generator gekoppelt. Diode D_1 verhindert bei Falschpolung der Batterien Schäden an der Senderelektronik.

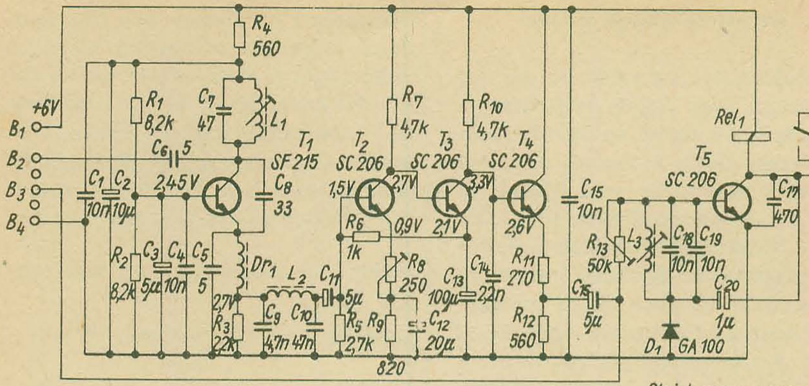
Technische Daten des Fernsteuersenders *Junior 5*:

Ausgangsleistung:	maximal 100 mW an 40 Ω
Betriebsspannung:	6 V
Stromversorgung:	2 Stabbatterien *BCT 3*
Stromaufnahme:	25 bis 30 mA
Antenne:	Teleskopantenne 1,10 m
Umgebungstemperatur:	—10 °C bis +50 °C
Abmessungen:	113 mm × 93 mm × 43 mm
Masse betriebsbereit:	320 g



C2 27
C5 39
L1
T1
SS216
T2
SF215
C7 39
L2
T3
SF136
L3
C12
4,7n
L4
C1 100
R1 390
R2 1,2k
C3 4,7n
R3 1,8k
C6 4,7n
R5 100
C9 10n
R6 10
C10 150
C11 270
Dr1
St
C4 4,7n
R4 100
C8 4,7n
C16 50µ
R10 100
T5 GC121
C14 35n
SC206
T4
3V
D1 GY099
3V
L5
C15 0,1µ
R9 3,9k
R7 8,2k
R8 2,7k
EBC
B C E

Bild 8.1
Fernsteuersender *Junior 5*


+6V
B1
B2
B3
B4
R4 560
R1 8,2k
C7 47
L1
C6 5
T1 SF215
C8 33
2,45V
C1 10n
C2 10µ
R2 8,2k
C3 5µ
C4 10n
C5 5
Dr1
L2
C11 5µ
C9 4,7n
C10 4,7n
R3 22k
2,7V
T2 SC206
1,5V
R6 1k
R7 4,7k
2,7V
0,9V
R8 250
R5 2,7k
R9 820
C12 20µ
T3 SC206
R10 4,7k
2,1V
3,3V
C13 100µ
C14 22n
T4 SC206
2,6V
R11 270
R12 560
C15 10n
C16 5µ
R13 50k
L3
C18 10n
C19 10n
C20 1µ
D1 GA100
Rel1
T5 SC206
C17 470
R1
R2
R3
R4
T1 bis T5
EBC

Gleichspannungen mit Instrument 100 kΩ/V ohne Signal gemessen (R_3 in Mittelstellung)

Bild 8.2
Fernsteuerempfänger *Junior 5*

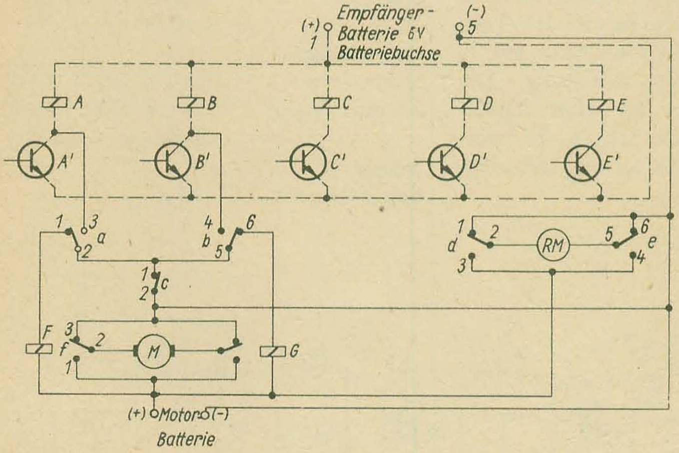

Empfänger-Batterie 6V Batteriebuchse
(+) 1
(-) 5
A
B
C
D
E
A'
B'
C'
D'
E'
1 3 a 2
4 b 6 5
1 c 2
1 2 d 3
RM
5 6 e 4
F 3 f 2 1
M
G
(+) Motor 5 (-)
Batterie

Bild 8.3
Umschaltstufe für Schiffsmodelle

Der Empfänger *Junior 70* ist ein traditionelles Pendelaudion mit Si-Transistoren, zu dem keine besonderen Hinweise mehr gegeben werden müssen (s. Abschnitt 4.2.2.3.).

Im Empfängerbaustein »schwarz« befindet sich gleichzeitig die erste Schaltstufe (Bild 8.2). Die Schaltstufe »rot« (Kanal 2/3) und »weiß« (Kanal 4/5) werden über Stecker mit dem Empfängerbaustein verbunden. Die Schaltstufen kann man für den Einsatz im Schiffsmodell durch die Umschaltstufe »blau« ergänzen. Die Umschaltstufe übernimmt die »Haltefunktion« für die Fahrkommandos (Bild 8.3). Die Zusammenschaltung der Empfängerbaustufen für Schiffsmodellbetrieb

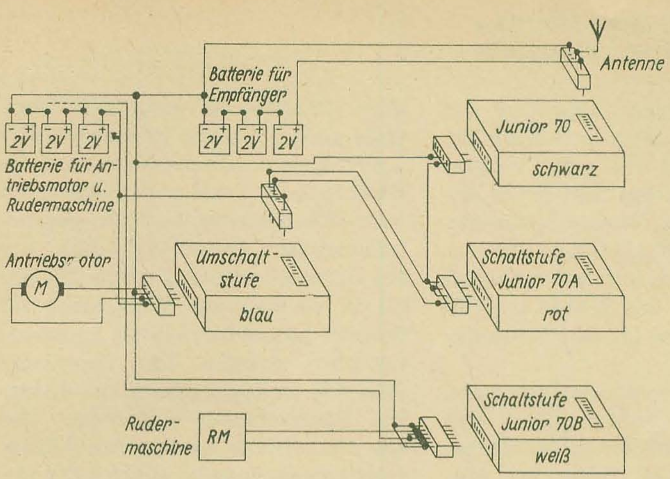

Antenne
Batterie für Empfänger
2V
2V
2V
2V
2V
2V
Batterie für Antriebsmotor u. Rudermaschine
Junior 70
schwarz
Antriebsmotor
M
Umschaltstufe
blau
Schaltstufe Junior 70A
rot
Rudermaschine
RM
Schaltstufe Junior 70B
weiß

Bild 8.4
Schaltschema für
Schiffsmodellbetrieb

zeigt Bild 8.4. Als Rudermaschine für die Anlage *Junior 5* ist jede Tip-Rudermaschine geeignet (s. a. Bild 3.15 und Bild 3.16).

Technische Daten des Empfängers *Junior 70*:

Typenbezeichnung:	Empfänger *Junior 70*, Gehäusefarbe schwarz
Empfangsfrequenz:	27,12 MHz
Modulationsfrequenz:	2,5 kHz
Empfindlichkeit:	< 10 μV
Betriebstemperatur:	—10 °C bis +50 °C
Betriebsspannung:	5,5 V bis 6,5 V
Stromaufnahme:	ohne Signal 7 mA, mit Signal 22 mA
Halbleiter:	4 × *SC 206*, *SF 215*, *GY 099*
Abmessungen:	97 mm × 49 mm × 25 mm
Masse:	65 g

Technische Daten der Schaltstufen zum Empfänger ***Junior 70:***

Schaltstufe:	*Junior 70 A*, Gehäusefarbe rot
Modulationsfrequenz:	1,54 kHz und 2,0 kHz
Schaltstufe:	*Junior 70 B*, Gehäusefarbe weiß
Modulationsfrequenz:	3,0 kHz und 3,67 kHz
Stromaufnahme:	ohne Signal 10 μA, mit Signal 15 mA
Halbleiter:	2 × *SC 206*, 2 × *GY 099*
Abmessungen:	97 mm × 49 mm × 25 mm
Masse:	72 g

8.1.2. Fernsteueranlage *Mini Prop* für zwei Proportionalkanäle

Die Fernsteueranlage *Mini-Prop* der Firma *Graupner* ist eine vollwertige Digitalanlage und für zwei Proportionalkanäle ausgelegt. Bei dieser Anlage sind einige interessante technische Schaltungsvarianten realisiert worden. Der Sender (Bild 8.5) ist konventionell mit Taktgeber (T_3 und T_4) und nachfolgenden Kippstufen (T_5 und T_6) ausgelegt.

Die durch Differentiation erzeugten Nadelimpulse werden über das Diodengatter D_2 bis D_5 aneinandergereiht und schalten direkt den Modulatortransistor T_2. Damit entfällt der sonst übliche monostabile Multivibrator zur Impulsformung. Moduliert wird durch Austastung des Oszillators. Die Endstufe mit T_7 ist induktiv angekoppelt und hat ein einfaches π-Filter im Ausgang. Das reicht aus, um bei der geringen HF-Leistung des Senders ($P_a \approx 140$ mW) die geforderte Oberwellenunterdrückung zu erzielen. Der Sender kann wahlweise mit sechs Stabelementen *R 6* (Mignonzellen) oder sechs NK-Akkumulatorzellen gleicher Abmessungen betrieben werden. Um den Aufwand so gering wie möglich zu halten, ist auch auf Maßnahmen zur Spannungsstabilisierung im Impulsteil verzichtet worden. Der Empfänger (Bild 8.6) ist konventionell mit diskreten Bauelementen aufgebaut. Der quarzstabilisierte Super arbeitet in der Standardschaltung (s. a Bild 4.62). Der einfache Schwingkreis im Eingang dürfte lediglich eine geringere Spiegelfrequenzfestigkeit als die Versionen mit den Zweikreisfiltern, aber keine geringere Empfindlichkeit ergeben. Ein Schieberegister in Vierschichtdioden-Ersatzschaltung trennt die Impulse. Im Unterschied zur sonst übli-

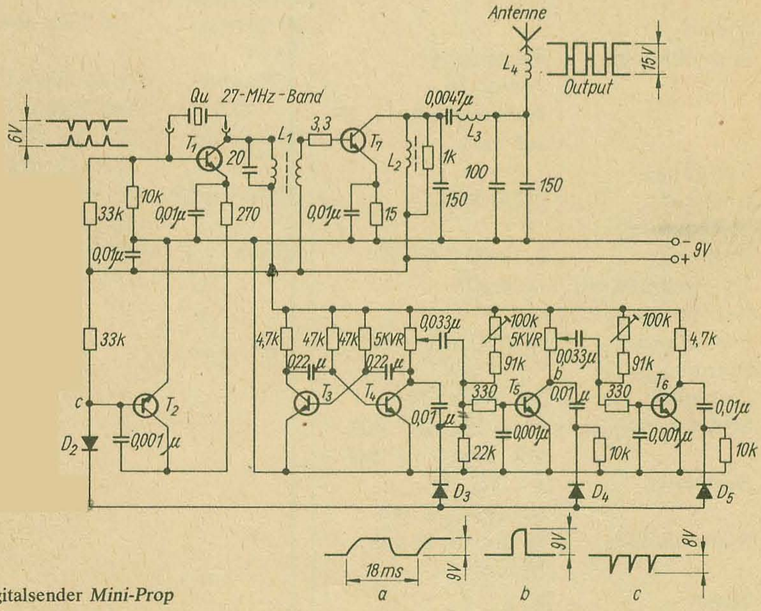

Antenne
L4
15V
Output
6V
Qu 27-MHz-Band
T1
20
L1
3,3
T7
0,0047μ
L3
L2
1k
100
150
150
33k
10k
0,01μ
270
0,01μ
15
0,01μ
-
+ 9V
33k
4,7k
47k
47k
5KVR
0,033μ
100k
5KVR
100k
4,7k
0,22μ
0,22μ
91k
0,033μ
b
91k
T3
T4
330
T5
0,01μ
330
T6
0,01μ
c
T2
0,01μ
0,001μ
0,001μ
D2
0,001μ
22k
10k
10k
D3
D4
D5
18ms
9V
9V
8V
a
b
c

Bild 8.5
2-Kanal-Digitalsender *Mini-Prop*

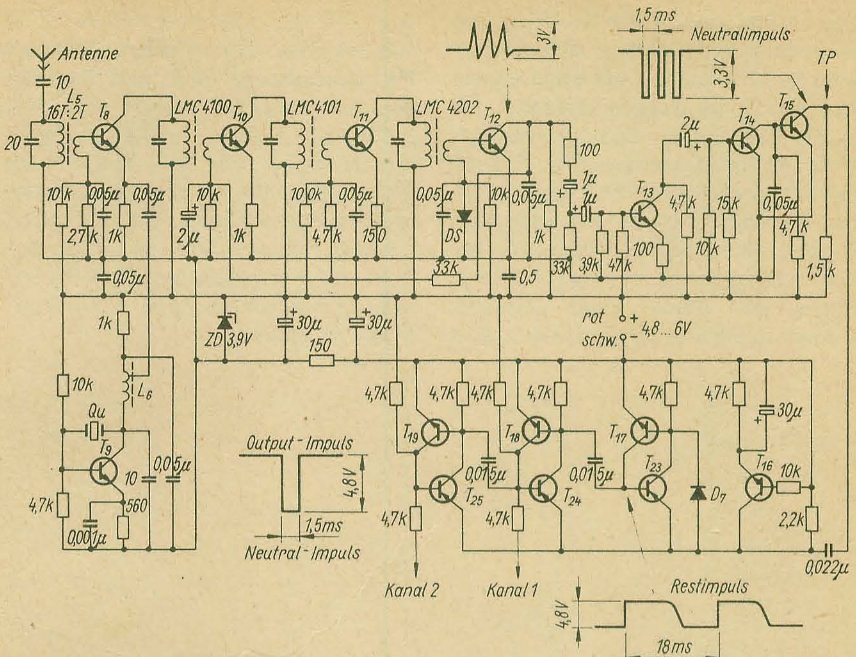

Antenne
10
L_5
16T:2T
20
T_8
LMC 4100
T_{10}
LMC 4101
T_{11}
LMC 4202
T_{12}
3V
1,5 ms
Neutralimpuls
3,3V
TP
T_{15}
T_{14}
T_{13}
2μ
100
1μ
1μ
10k
2,7k
0,05μ
1k
0,05μ
2μ
10k
1k
10k
4,7k
0,05μ
150
0,05μ
DS
33k
10k
0,05μ
1k
0,5
33k
39k
47k
100
4,7k
10k
15k
0,05μ
4,7k
1,5k
0,05μ
1k
ZD 3,9V
30μ
30μ
150
rot
schw.
+ 4,8...6V
−
10k
L_6
Qu
T_9
10
0,05μ
4,7k
560
0,001μ
Output-Impuls
4,8V
1,5ms
Neutral-Impuls
4,7k
T_{19}
T_{25}
0,015μ
4,7k
Kanal 2
4,7k
4,7k
T_{18}
T_{24}
0,015μ
4,7k
Kanal 1
4,7k
T_{17}
T_{23}
D_7
4,7k
4,7k
30μ
T_{16}
10k
2,2k
0,022μ
Restimpuls
4,8V
18ms

Bild 8.6
2-Kanal-Digitalempfänger *Mini-Prop*

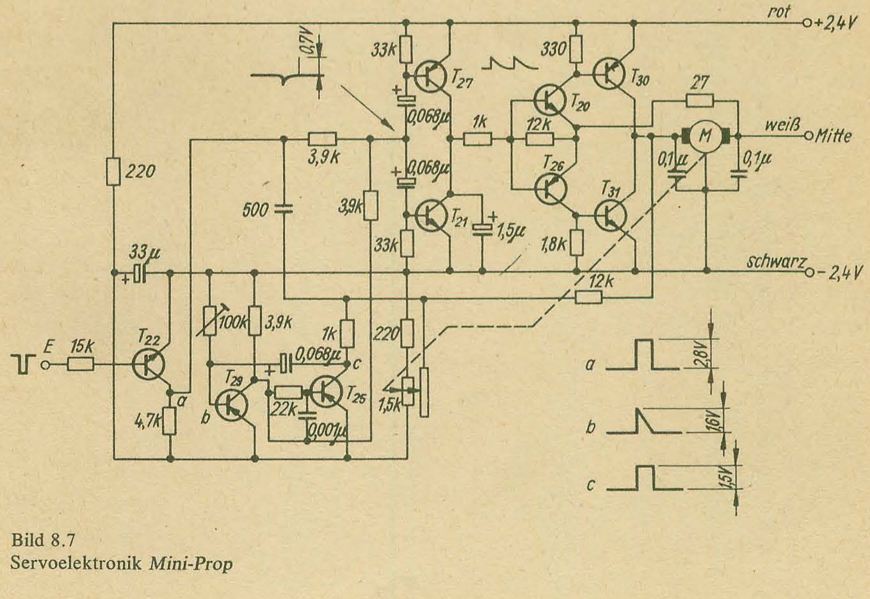

rot
+2,4V
0,7V
33k
T_{27}
0,068μ
0,068μ
T_{21}
33k
1,5μ
330
T_{30}
T_{20}
27
1k
12k
T_{26}
T_{31}
1,8k
M
0,1μ
0,1μ
weiß
Mitte
schwarz
−2,4V
220
3,9k
500
3,9k
33μ
12k
E
15k
T_{22}
a
4,7k
100k
3,9k
1k
0,068μ
c
T_{29}
b
22k
0,001μ
T_{25}
220
1,5k
a
28V
b
16V
c
1,5V

Bild 8.7
Servoelektronik *Mini-Prop*

chen Form werden die Kanalimpulse hochohmig ausgekoppelt. Das bedingt beim Servoverstärker die Anpassungsstufe mit T_{22} im Eingang (Bild 8.7). Da T_{22} die Polarität der Impulse umkehrt, ist der Referenzgenerator (T_{28}, T_{29}) mit pnp-Si-Transistoren bestückt. Vergleichs- und Endstufe des Servoverstärkers entsprechen wieder der bewährten Standardschaltung. Der Empfänger mit Super kann ebenfalls wahlweise mit Stabelementen (4 × *R 6*) oder NK-Akkumulatoren (4 × 1,2 V/500 mAh) betrieben werden. Mit dieser Fernsteueranlage sind zwei Funktionen bei Modellen, sowie mit einer größeren Anlage, vollproportional fernsteuerbar. Für den Betrieb von Auto-, Segelflug-, Segeljacht- oder Motorjachtmodellen reicht eine solche 2-Kanal-Anlage völlig aus. Diese Anlage wird von polnischen Modellsportlern zu Ausbildungs- und Wettkampfzwecken genutzt.

8.1.3. Fernsteueranlage *Microprop-Sport*

Schaltungstechnisch bietet die Anlage *Microprop-Sport* gegenüber dem bereits Besprochenen keine Besonderheiten (Bild 8.8a). Der Senderimpulsteil ist mit Transistor-Arrays bestückt worden. Die Schaltungsauslegung selbst ähnelt sehr stark der der *Multiplex-Royal.* Durch einen steckbaren Zusatz kann der Sender von 4- auf 6-Kanal-Betrieb erweitert werden (Bild 8.8b). Zur Erzielung höherer Sendeleistungen ist auch dieser HF-Teil dreistufig ausgelegt worden. Das Doppel-π-Filter in der HF-Stufe unterdrückt wirksam die Oberwellen bei den HF-Leistungen in der Größenordnung 0,6 bis 0,9 W. HF- und Impulsteil sind auf einer Platine aufgebaut. Die Weiterentwicklung des Senders *Microprop-Sport 6* ist der Sender *Microprop-Professional.* Während der HF-Teil beim AM-Sender fast unverändert übernommen wurde, ist die Möglichkeit der Veränderung des Servostellweges beim *Professional* neu (Bild 8.9).

Durch die Einschaltung von Widerstandskombinationen zu den Kanalpo-

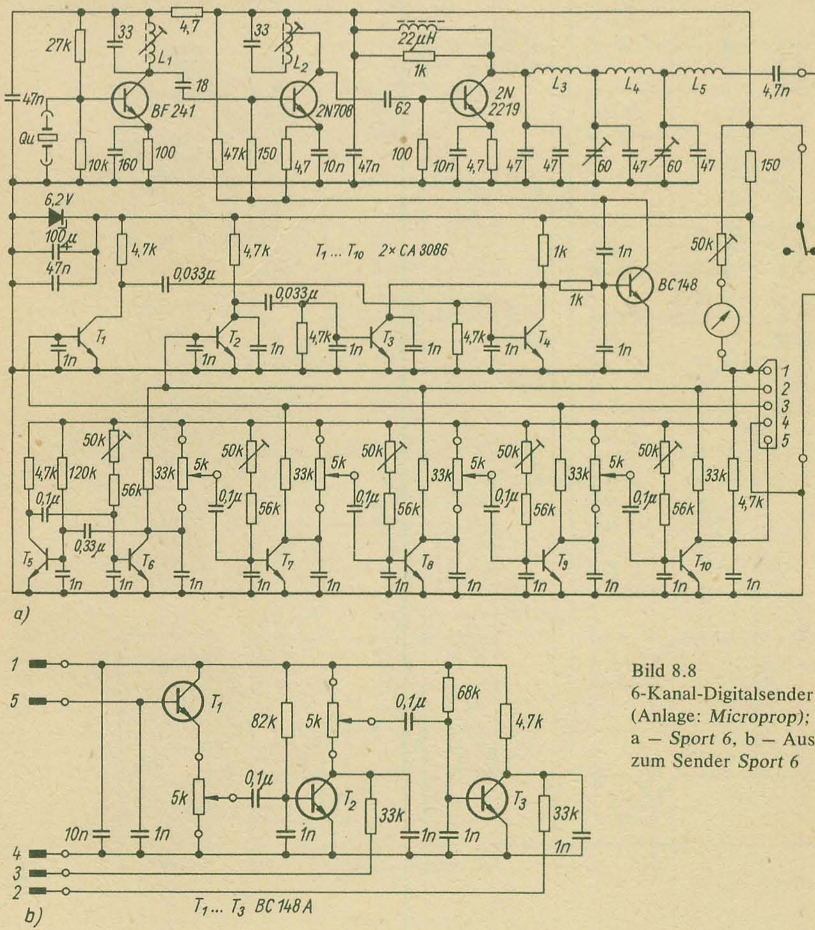

27k
33
4,7
L1
18
BF 241
47n
Qu
10k
160
100
L2
2N708
62
22µH
1k
2N 2219
L3
L4
L5
4,7n
47k
150
4,7
10n
47n
47
60
6,2V
100µ
4,7k
0,033µ
T1 ... T10 2× CA 3086
1n
BC148
50k
9,6V
+
-
T1
T2
T3
T4
1
2
3
4
5
120k
56k
33k
5k
0,1µ
0,33µ
T5
T6
T7
T8
T9
T10
a)
1
5
4
3
2
82k
68k
0,1µ
10n
T1 ... T3 BC 148 A
b)

Bild 8.8
6-Kanal-Digitalsender
(Anlage: *Microprop*);
a – *Sport 6*, b – Ausbauteil
zum Sender *Sport 6*

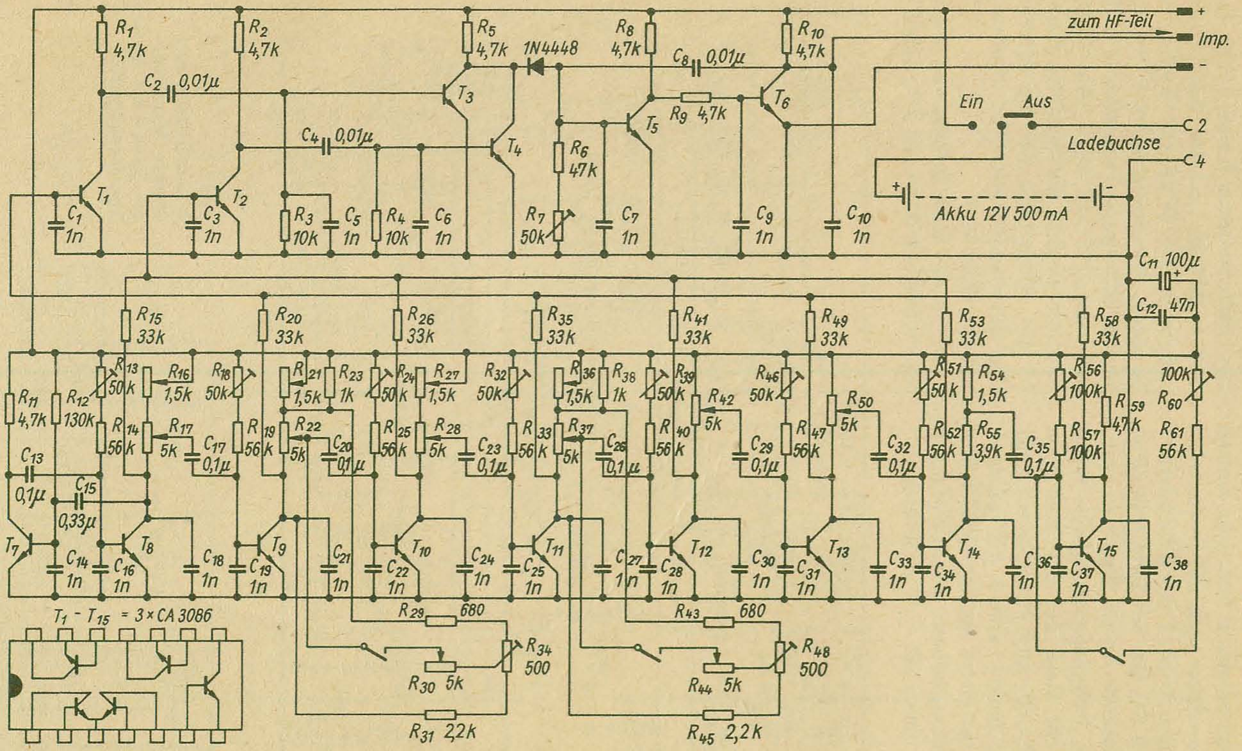

R1 4,7k
R2 4,7k
C2 0,01µ
R5 4,7k
1N4448
R8 4,7k
C8 0,01µ
R10 4,7k
zum HF-Teil
+
Imp.
-
T3
T4
T5
T6
R9 4,7k
C4 0,01µ
Ein
Aus
C 2
Ladebuchse
C 4
Akku 12V 500mA
T1
T2
C1 1n
C3 1n
R3 10k
C5 1n
R4 10k
C6 1n
R6 47k
R7 50k
C7 1n
C9 1n
C10 1n
C11 100µ
C12 47n
R15 33k
R20 33k
R26 33k
R35 33k
R41 33k
R49 33k
R53 33k
R58 33k
R11 4,7k
R12 130k
R13 50k
R14 56k
R16 1,5k
R17 5k
R18 50k
C17 0,1µ
R19 56k
R21 1,5k
R22 5k
R23 1k
C20 0,1µ
R24 50k
R25 56k
R27 1,5k
R28 5k
C23 0,1µ
R32 50k
R33 56k
R36 1,5k
R37 5k
R38 1k
C26 0,1µ
R39 50k
R40 56k
R42 5k
R46 50k
C29 0,1µ
R47 56k
R50 5k
C32 0,1µ
R51 50k
R52 56k
R54 1,5k
R55 3,9k
C35 0,1µ
R56 100k
R57 100k
R59 4,7k
100k R60
R61 56k
C13 0,1µ
C15 0,33µ
T7
T8
T9
T10
T11
T12
T13
T14
T15
C14 1n
C16 1n
C18 1n
C19 1n
C21 1n
C22 1n
C24 1n
C25 1n
C27 1n
C28 1n
C30 1n
C31 1n
C33 1n
C34 1n
C36 1n
C37 1n
C38 1n
R29 680
R34 500
R30 5k
R31 2,2k
R43 680
R48 500
R44 5k
R45 2,2k
T1 - T15 = 3 × CA 3086

Bild 8.9 Impulsteil des *Professional*-Senders tentiometern können die Ruderausschläge von zwei Steuerfunktionen (meist Quer- und Höhenruder) durch Schalter begrenzt werden. Die Begrenzung ist einstellbar von 50 % bis 95 % des Gesamtstellweges. Damit soll ein besonders feinfühliges Steuern beim schnellen Kunstflug ermöglicht werden. Allerdings lassen sich die damit gegebenen Möglichkeiten nur von Experten wirklich ausschöpfen. Superhet (Bild 8.10) und Dekoder ähneln ebenfalls sehr stark dem *Multiplex-Royal*-Empfänger. Die Besonderheit des Empfängers ist in dem Doppelgate-MOSFET *40841* in der Mischstufe zu sehen. Durch diesen MOSFET wird eine hohe Empfindlichkeit des Supers, aber, was noch wichtiger ist, eine hohe Kreuzmodulationsfestigkeit erreicht.

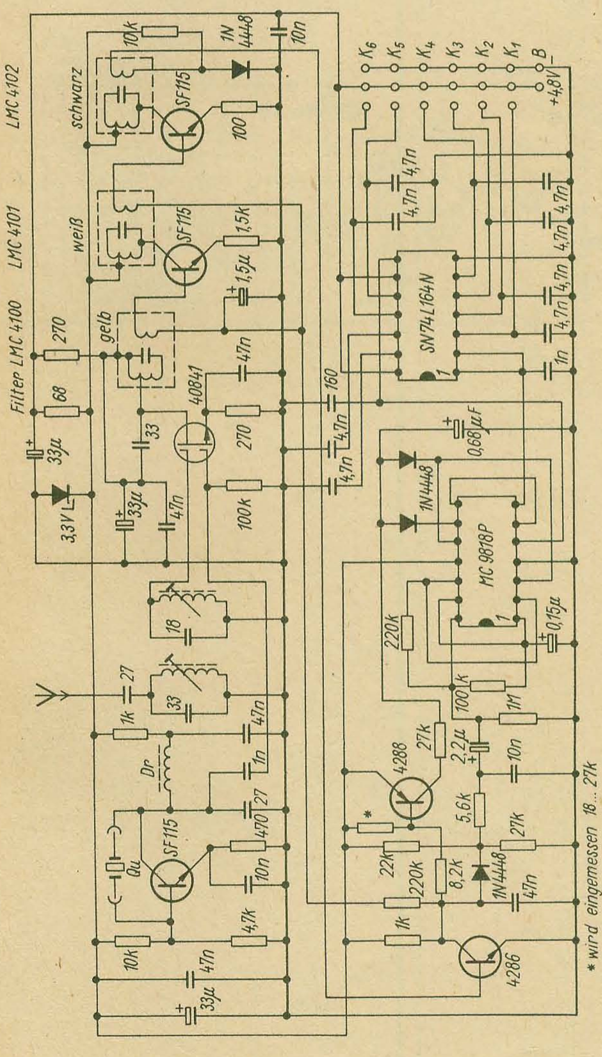

LMC 4102
LMC 4101
Filter LMC 4100
schwarz
weiß
gelb
SF115
SF115
SF115
40841
SN74L164N
MC 9818P
4288
4286
1N 4448
1N4448
1N4448
3,3 V
Dr
Qu
K6
K5
K4
K3
K2
K1
B
+4,8V
–
10k
10n
100
1,5k
1,5μ
270
68
33μ
47n
33
160
4,7n
100k
18
27
1k
1n
470
4,7k
33μ
0,68μF
0,15μ
220k
100k
1M
27k
2,2μ
10n
5,6k
22k
8,2k
*
* wird eingemessen 18 ... 27k

Bild 8.10
6-Kanal-Digitalempfänger *Sport 6* (Anlage: Microprop)

Die ZF-Stufen sind konventionell mit Transistoren und *LC*-Filtern bestückt. Zur Impulsverstärkung und Synchronisation wird ein IS (Transistor-Array) eingesetzt. Der Dekoder selbst ist vollintegriert und mit dem 6-Bit-Schieberegister *SN 74 L 164 N* der Low-Power-Serie (Kleinleistungsserie) bestückt. Die Servoelektronik gibt es in zwei Versionen, mit dem IS *WE 3141* oder dem IS *SN 28604* bestückt. Diese IS arbeiten mit Brückenendstufe, so daß der Mittelabgriff der Batterie entfällt (Bild 8.11).

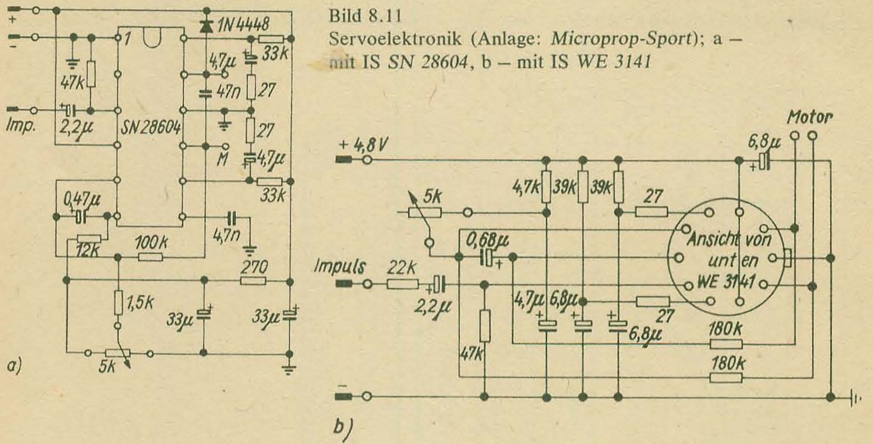
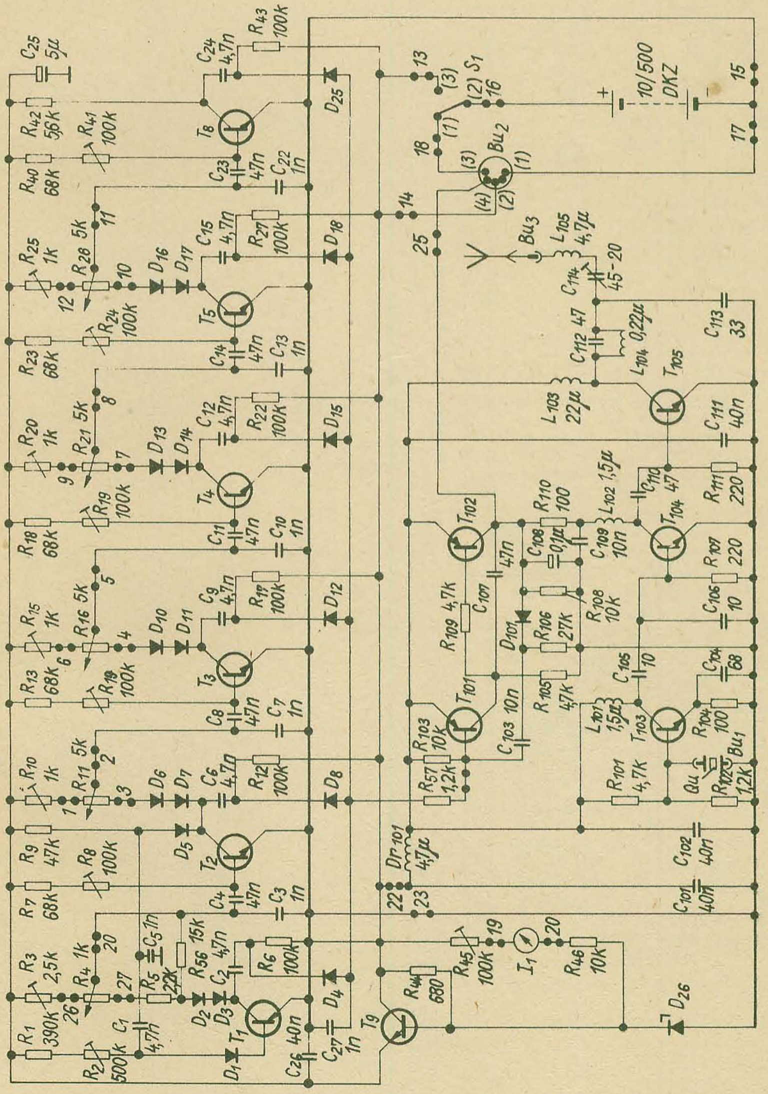

+
–
1N4448
1
33k
4,7μ
47k
47n
27
Imp.
2,2μ
SN28604
27
M
4,7μ
33k
0,47μ
12k
100k
4,7n
270
1,5k
33μ
33μ
5k
a)
Motor
+4,8V
6,8μ
4,7k
39k
39k
5k
27
0,68μ
Ansicht von unten
WE 3141
Impuls
22k
2,2μ
4,7μ
6,8μ
27
6,8μ
180k
47k
180k
–
b)

Bild 8.11
Servoelektronik (Anlage: *Microprop-Sport*); a – mit IS *SN 28604*, b – mit IS *WE 3141*

8.1.4. Fernsteueranlage *Simprop alpha 2007*

Die Fernsteueranlage *alpha 2007* von *Simprop* bietet schaltungstechnisch keine Besonderheiten. Die Senderelektronik (Bild 8.12) ist konventionell

T_1 bis T_9	BC 238 B
T_{101}, T_{102}	2N 258
T_{103}	BC 238 B
T_{105}	2N 3866
D_{26}	BZX 79 C8V2
D_1 bis D_{25}	1N 4148



R1 390k
R2 500k
R3 2,5k
R4 1k
R5 22k
R6 100k
R7 68k
R8 100k
R9 47k
R10 1k
R11 5k
R12 100k
R13 68k
R14 100k
R15 1k
R16 5k
R17 100k
R18 68k
R19 100k
R20 1k
R21 5k
R22 100k
R23 68k
R24 100k
R25 1k
R26 5k
R27 100k
R40 68k
R41 100k
R42 56k
R43 100k
R44 680
R45 100k
R46 10k
R56 15k
R57 1,2k
R101 4,7k
R102 1,2k
R103 10k
R104 100
R105 4,7k
R106 27k
R107 220
R108 10k
R109 4,7k
R110 100
R111 220
C1 4,7n
C2 4,7n
C3 1n
C4 47n
C5 1n
C6 4,7n
C7 1n
C8 47n
C9 4,7n
C10 1n
C11 47n
C12 4,7n
C13 1n
C14 47n
C15 4,7n
C22 1n
C23 47n
C24 4,7n
C25 5µ
C26 40n
C27 1n
C101 40n
C102 40n
C103 10n
C104 68
C105 10
C106 10
C107 47n
C108 0,1µ
C109 10n
C110 47
C111 40n
C112 47
C113 33
C114 45-20
L101 1,5µ
L102 1,5µ
L103 22µ
L104 0,22µ
L105 4,7µ
Dr 101 4,7µ
T1
T2
T3
T4
T5
T8
T9
T101
T102
T103
T104
T105
D1
D2
D3
D4
D5
D6
D7
D8
D10
D11
D12
D13
D14
D15
D16
D17
D18
D25
D26
I1
Qu
Bu1
Bu2
Bu3
S1
10/500 DKZ

Bild 8.12
7-Kanal-Digitalsender *alpha 2007* (Anlage: *Simprop*)

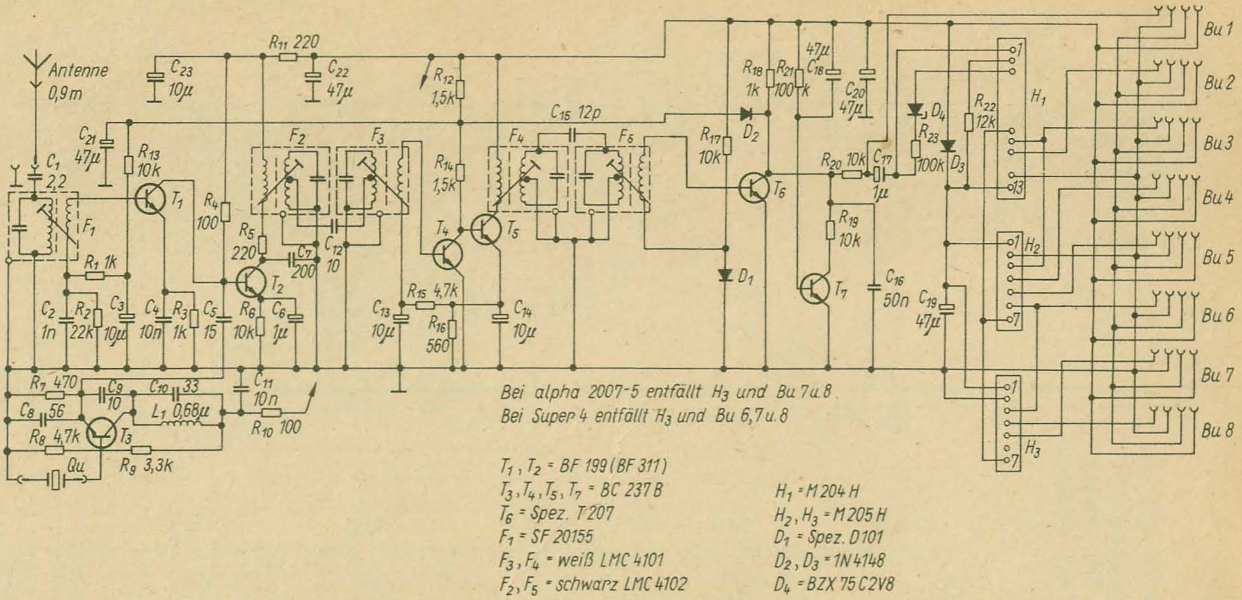

Antenne 0,9m
C1 2,2
F1
C21 47µ
R13 10k
T1
C23 10µ
R11 220
C22 47µ
R4 100
R1 1k
C2 1n
R2 22k
C3 10µ
C4 10n
R3 1k
C5 15
R6 10k
C6 1µ
T2
R5 220
C7 200
C12 10
F2
F3
R12 1,5k
R14 1,5k
T4
T5
R15 4,7k
R16 560
C13 10µ
C14 10µ
C15 12p
F4
F6
R17 10k
D1
D2
T6
R18 1k
R21 100k
C18 47µ
C20 47µ
R20 10k
C17 1µ
R19 10k
T7
C16 50n
C19 47µ
D4
R23 100k
D3
R22 12k
H1
H2
H3
Bu 1
Bu 2
Bu 3
Bu 4
Bu 5
Bu 6
Bu 7
Bu 8
R7 470
C8 56
R8 4,7k
T3
C9 10
C10 33
L1 0,68µ
C11 10n
R10 100
R9 3,3k
Qu
Bei alpha 2007-5 entfällt H3 und Bu 7u.8
Bei Super 4 entfällt H3 und Bu 6,7u.8
T1, T2 = BF 199 (BF 311)
T3, T4, T5, T7 = BC 237 B
T6 = Spez. T 207
F1 = SF 20155
F3, F4 = weiß LMC 4101
F2, F5 = schwarz LMC 4102
H1 = M 204 H
H2, H3 = M 205 H
D1 = Spez. D 101
D2, D3 = 1N 4148
D4 = BZX 75 C2V8

Bild 8.13
7-Kanal-Digitalempfänger *alpha 2007* (Anlage: *Simprop*)

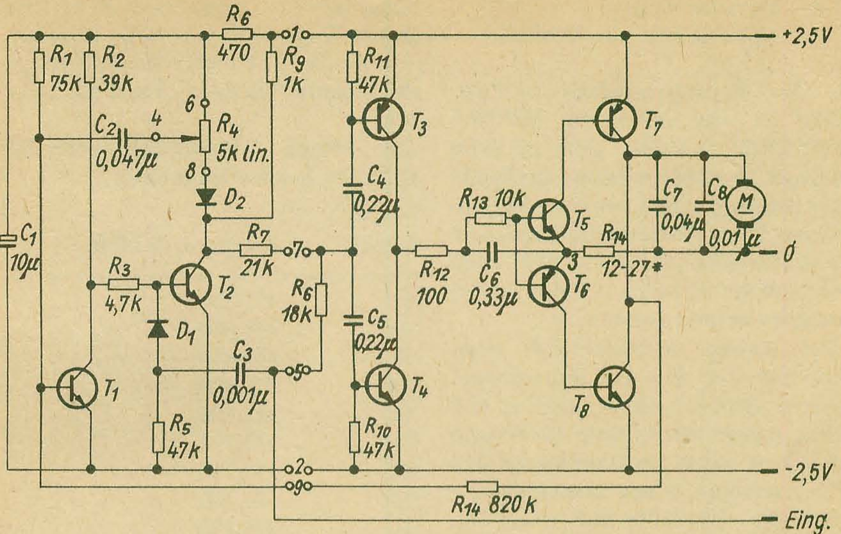

R6
470
1
R1
75k
R2
39k
R9
1k
R11
47k
+2,5V
6
4
C2
0,047μ
R4
5k lin.
8
D2
T3
T7
C4
0,22μ
R13 10k
T5
C7
0,04μ
C8
0,01μ
M
0
C1
10μ
R7
21k
7
R14
3
12-27*
R3
4,7k
T2
R6
18k
R12
100
C6
0,33μ
T6
D1
C5
0,22μ
C3
0,001μ
5
T1
T4
T8
R5
47k
R10
47k
2
9
-2,5V
R14 820k
Eing.

Bild 8.14
Servoelektronik (Anlage: *Simprop*)

– getrennt auf zwei Platinen – aufgebaut. Der dreistufige HF-Teil wird von dem monostabilen Multivibrator mit T_{101} und T_{102} moduliert. Auch dieser Sender hat eine erhöhte Ausgangsleistung (800 mW). Der Strombedarf mit 140 bis 200 mA, je nach Exemplar, ermöglicht nur noch Betriebszeiten von reichlich zwei Stunden. Das ist eine Tendenz, die für den Kunstflug mit Flugzeiten um 10 Minuten vertretbar, aber für ein vergnügliches Fernsteuern mit der Segeljacht, dem Hang- oder Thermikflugmodell keineswegs empfohlen werden kann. Die Mechanik des Senders ist bereits in Abschnitt 6.1.1. besprochen worden. Der Superhet arbeitet mit konzentrierter Selektion und hat eine höhere Empfindlichkeit und schmale Bandbreite (Bild 8.13). Die Antenne wird an den Eingangskreis (T_1) mit $C_1 = 2{,}2$ pF recht lose angekoppelt, so daß sich Änderungen an der Antenne (Länge, Verlegung) nur wenig auf die Abstimmung auswirken. Neu ist bei Dekoder- und Servoelektronik gegenüber vorangegangenen *Simprop*-Anlagen die Verwendung von Hybrid-IS (Bild 8.14). Damit sind die Reparaturmöglichkeiten einer solchen Anlage erheblich eingeschränkt.

8.1.5. Fernsteueranlage *SUPERPROP* für 433 MHz

Mit der Fernsteueranlage *SUPERPROP* ist von der Firma *HISTRI-ELECTRIC* 1974 die erste in Serie gefertigte Modellfernsteuerung für 433 MHz herausgebracht worden. Die Unterlagen dieser Anlage befinden sich im Schaltungsanhang, da sie erst nach Abschluß der Arbeiten am Manuskript beschafft werden konnten.

Die Anlage *SUPERPROP* weist nicht nur bei den HF-Baugruppen, sondern auch bei der Kodierung und Dekodierung interessante Lösungen auf; sie ist damit ein Beispiel für den 1975 erreichten hohen Entwicklungsstand der Modellfernsteuertechnik. Darüber hinaus bietet eine Fernsteueranlage für 433 MHz dem Modellsportler die in Abschnitt 4.2.1.3. genannten Vorteile:

– Geringer Einfluß von Fremdstörungen wegen der quasioptischen Ausbreitung von UHF-Wellen.

– Trotz kurzer Antennenlänge (etwa 41 cm) wird eine optimale Antennenanpassung realisiert, so daß die erzeugte HF-Leistung mit geringstmöglichen Verlusten abgestrahlt werden kann.

– Damit wird das Nutz-/Störspannungs-Verhältnis am Empfangsort entscheidend verbessert und außerdem eine dem Empfänger angepaßte Betriebszeit von vier bis fünf Stunden erreicht.

– Hohe Sendeleistung in Verbindung mit optimaler Antennenlänge und den quasioptischen Ausbreitungseigenschaften der UHF-Wellen ermöglichen eine Reichweite bis 4 km bei Sichtverbindung. Diese enorme Reichweite stellt einen hohen Sicherheitsfaktor dar.

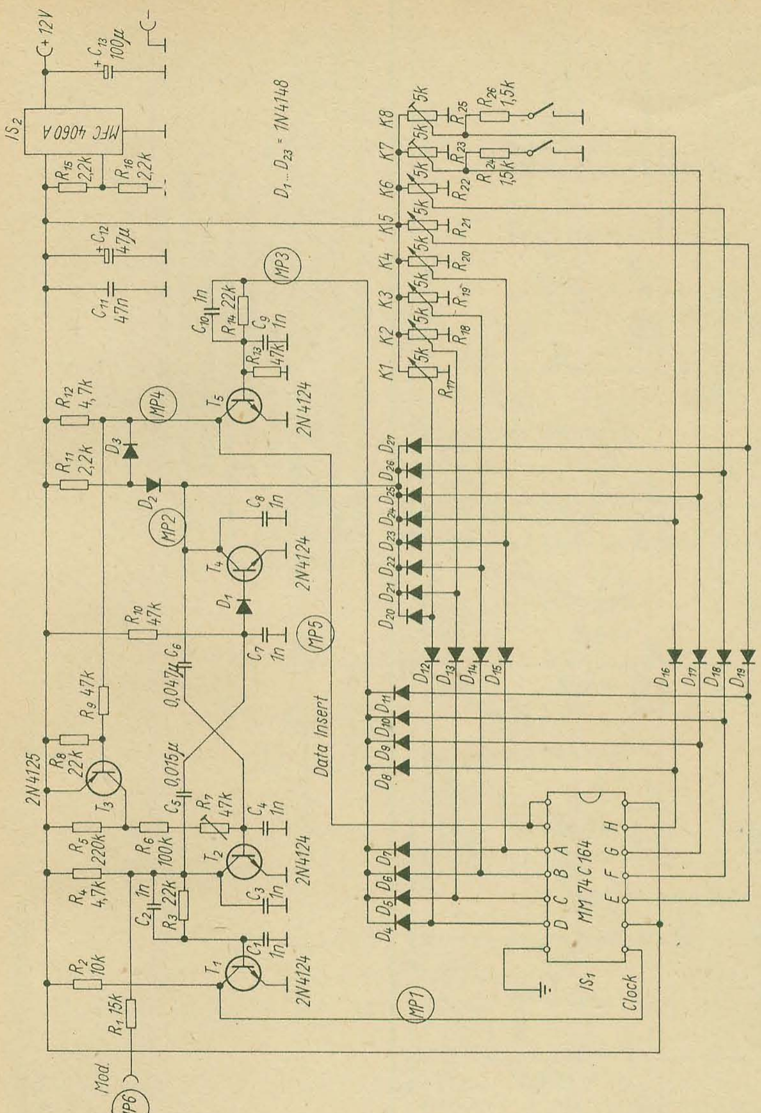
– Da zur Zeit (1975) das 433-MHz-Band kaum für die Modellfernsteuerung genutzt wird, sind Störungen durch Doppelbelegung von Kanälen, wie sie im 27,12-MHz-Band leider an der Tagesordnung sind, kaum zu erwarten.

Die Anlage *SUPERPROP* wird für folgende Kanäle hergestellt:

Kanal	Frequenz in MHz
69	433,250
70	433,300
73	433,450
76	433,600
78	433,700
79	433,750
87	434,150
92	434,400
93	434,450
94	434,500

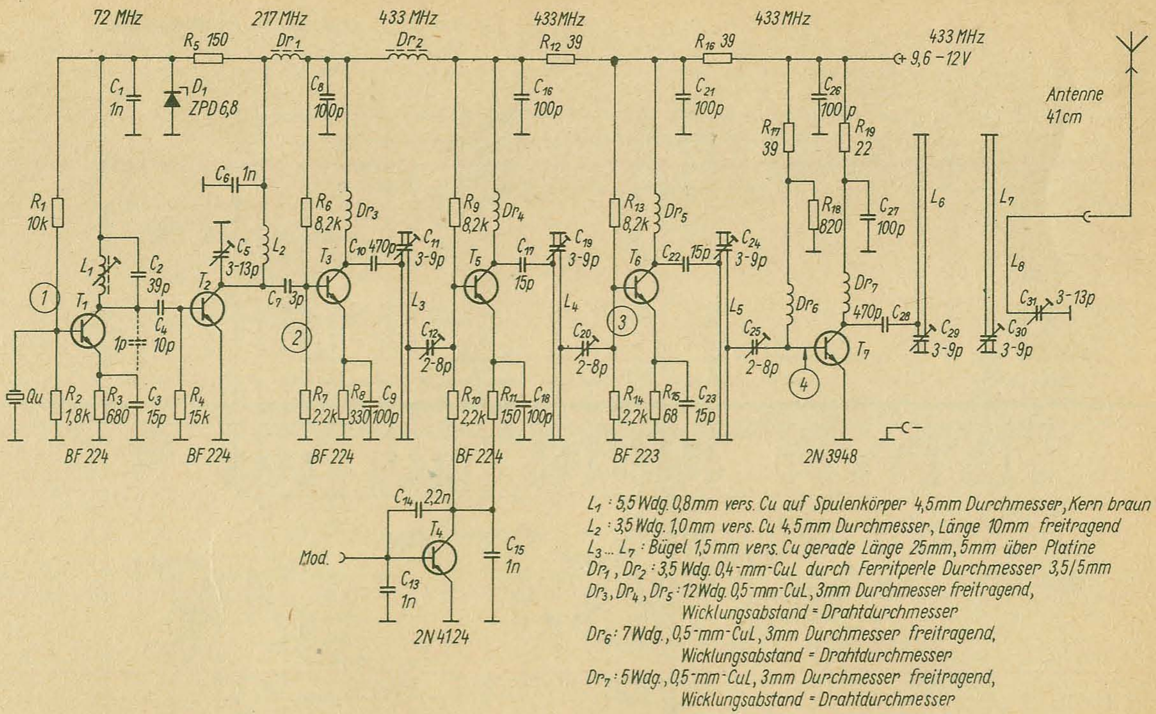
Man erkennt schon aus dieser Übersicht und auch aus den genannten Vorteilen, daß das 433-MHz-Band günstige Bedingungen bietet, aber auch noch weitere Reserven hat (Belegung weiterer Kanäle, Anwendung der Frequenzmodulation) und damit künftig für den Fernsteueramateur von besonderem Interesse sein wird.

Die Anlage *SUPERPROP* arbeitet mit den Impulszeiten für den Kanalimpuls $t_K = (1{,}5 \pm 0{,}5)$ ms. Der Impulsteil des *SUPERPROP*-Senders (Bild 8.15) stellt durch die Verwendung eines 8-Bit-Schieberegisters in C-MOS-Technik eine echte Weiterentwicklung dar. Die Betriebsspannung für den Impulsteil wird mit dem IS_2 sehr gut stabilisiert (± 0,05%). Kernstück des Impulsteils ist der gesteuerte astabile Multivibrator mit T_2 und T_4. Gesteuert wird der astabile Multivibrator über T_3, T_5 und das vollintegrierte Schieberegister IS_1. Durch das Kippen von T_4 mit $t_1 = 0{,}7 \cdot 15\ \text{nF} \cdot 47\ \text{k}\Omega \approx 0{,}4$ ms werden die Austastimpulse gewon-



+12 V
–
C_{13} 100µ
IS_2
MFC 4060 A
R_{15} 2,2k
R_{16} 2,2k
C_{12} 47µ
C_{11} 47n
$D_1 \ldots D_{23}$ = 1N4148
R_{12} 4,7k
R_{11} 2,2k
D_3
D_2
MP4
MP3
MP2
MP5
MP1
MP6
T_5
2N4124
R_{13} 47k
C_9 1n
R_{14} 22k
C_{10} 1n
T_4
C_8 1n
D_1
R_{10} 47k
C_7 1n
C_6 0,047µ
R_9 47k
R_8 22k
T_3
2N4125
R_5 220k
R_6 100k
C_5 0,015µ
R_7 47k
C_4 1n
T_2
R_4 4,7k
C_2 1n
R_3 22k
C_3 1n
R_2 10k
T_1
C_1 1n
R_1 15k
Mod.
Data insert
K1
K2
K3
K4
K5
K6
K7
K8
5k
R_{17}
R_{18}
R_{19}
R_{20}
R_{21}
R_{22}
R_{23}
R_{25}
R_{24} 1,5k
R_{26} 1,5k
D_{20}
D_{21}
D_{22}
D_{23}
D_{24}
D_{25}
D_{26}
D_{27}
D_{12}
D_{13}
D_{14}
D_{15}
D_{16}
D_{17}
D_{18}
D_{19}
D_8
D_9
D_{10}
D_{11}
D_4
D_5
D_6
D_7
D C B A
E F G H
MM 74 C 164
IS_1
Clock

Bild 8.15
Senderimpulsteil *SUPERPROP*


72 MHz
217 MHz
433 MHz
433 MHz
433 MHz
433 MHz
R5 150
Dr1
Dr2
R12 39
R16 39
+ 9,6 - 12 V
Antenne 41cm
C1 1n
D1 ZPD 6,8
C8 100p
C16 100p
C21 100p
C26 100p
R17 39
R19 22
R18 820
C27 100p
C6 1n
R1 10k
L1
C2 39p
C5 3-13p
L2
T1
T2
C7 3p
C4 10p
1p
R6 8,2k
Dr3
T3
C10 470p
C11 3-9p
L3
C12 2-8p
R9 8,2k
Dr4
T5
C17 15p
C19 3-9p
L4
C20 2-8p
R13 8,2k
Dr5
T6
C22 15p
C24 3-9p
L5
C25 2-8p
Dr6
Dr7
470p
C28
C29 3-9p
T7
L6
L7
L8
C30 3-9p
C31 3-13p
1
2
3
4
Qu
R2 1,8k
R3 680
C3 15p
R4 15k
R7 2,2k
R8 330
C9 100p
R10 2,2k
R11 150
C18 100p
R14 2,2k
R15 68
C23 15p
BF 224
BF 224
BF 224
BF 224
BF 223
2N 3948
C14 2,2n
T4
Mod.
C13 1n
C15 1n
2N 4124

L1: 5,5 Wdg. 0,8 mm vers. Cu auf Spulenkörper 4,5 mm Durchmesser, Kern braun

L2: 3,5 Wdg. 1,0 mm vers. Cu 4,5 mm Durchmesser, Länge 10 mm freitragend

L3 … L7: Bügel 1,5 mm vers. Cu gerade Länge 25 mm, 5 mm über Platine

Dr1, Dr2: 3,5 Wdg. 0,4-mm-CuL durch Ferritperle Durchmesser 3,5/5 mm

Dr3, Dr4, Dr5: 12 Wdg. 0,5-mm-CuL, 3 mm Durchmesser freitragend, Wicklungsabstand = Drahtdurchmesser

Dr6: 7 Wdg., 0,5-mm-CuL, 3 mm Durchmesser freitragend, Wicklungsabstand = Drahtdurchmesser

Dr7: 5 Wdg., 0,5-mm-CuL, 3 mm Durchmesser freitragend, Wicklungsabstand = Drahtdurchmesser

Bild 8.16
Sender-HF-Teil *SUPERPROP*

nen. Die Abstände der Austastimpulse sind durch die Kippzeit von T_2 festgelegt. Ist T_3 geöffnet, so wird T_2 von dem Schieberegister IS_1 und die vorgespannten Dioden D_{20} bis D_{27} gesteuert. Das Schieberegister legt die richtige Aufeinanderfolge der Austastimpulse fest, wobei durch Änderung der Vorspannung für die Dioden mit Hilfe der Kanalpotentiometer die Impulsabstände (1,5 ± 0,5) ms beeinflußt werden können. Ist der Eingangsimpuls durch das Schieberegister hindurchgelaufen und die Impulsfolge an MP 6 komplett (je nach Anzahl der angeschalteten Kanalpotentiometer wird der Sender für vier, sechs oder acht Kanäle geliefert), so liegt auch an MP 3 kein Impuls. Demzufolge sperren T_5 und auch T_3. T_2 kippt dann mit der Zeit $t_2 = 0{,}7 \cdot 47\ \text{nF} \cdot 320\ \text{k}\Omega \approx 10\ \text{ms}$ und schafft damit die Synchronisationspause von $t_s > 6$ ms. Nach Ablauf dieser Zeit kippt T_4 wieder und stößt damit über D_3 das Schieberegister an.

Im Prinzip ist bei diesem Senderimpulsteil der gleiche Weg beschritten worden wie bei dem Senderimpulsteil nach Bild 3.39. Abgesehen von den Unterschieden zwischen den beiden Synchronisationsverfahren (*Varioprop* und Standard), kommen bei beiden Anwendungen die Vorteile des vollintegrierten Schieberegisters wie

– geringer Leistungsbedarf durch C-MOS-Technik (günstige Leistungsbilanz des Senders) und
– rückwirkungsfreie Aneinanderreihung der Austastimpulse, so daß ein Übersprechen der Kanäle oder gegenseitiges Beeinflussen der Steuerkommandos vermieden wird,

voll zum Tragen.

Im Unterschied zu den in Abschnitt 4.2.1.3. diskutierten Lösungswegen zum Entwurf eines Sender-HF-Teils für 433 MHz wird bei dem Sender *SUPERPROP* (Bild 8.16) ein anderer Weg beschritten.

Der Oszillator mit T_1 ist quarzstabilisiert und arbeitet in der Standardschaltung im 72-MHz-Band. Die Betriebsspannung wird mit R_5 und D_1 stabilisiert. Die erste Vervielfacherstufe mit T_2 verdreifacht die Oszillatorfrequenz auf 217 MHz. Die zweite Vervielfacherstufe mit S_3 verdoppelt dann noch einmal auf 433 MHz. Moduliert wird mit T_4 die erste HF-Treiberstufe (T_5). Beide Treiberstufen mit T_5 und T_6 wie auch die HF-Endstufe mit T_7 arbeiten als Geradeausverstärker. Alle Stufen sind kapazitiv gekoppelt. Die End- und Treiberstufen sind über die Widerstände R_{12} und R_{16} und die Vervielfacherstufen über Dr_1 und Dr_2 gegeneinander entkoppelt.

Zur Oberwellenunterdrückung ist die Antenne über das Filter L_7, C_{30} an den Endstufenschwingkreis angekoppelt. Als Antenne wird ein $^5/_8$-λ-Strahler von 41 cm Länge verwendet.

Die Antenne ist mit C_{31} auf Resonanz abgestimmt. Gegenüber dem $\lambda/2$-Strahler hat sie eine um 3 dB verbesserte Flachstrahlung und bringt dabei für die Bodenreichweite einen erheblichen Antennengewinn (s. a. [67], S. 289 und S. 372) bei Erhaltung der Rundstrahlcharakteristik. Der Vorteil des 433-MHz-Senders liegt neben den bereits genannten Vorteilen nicht zuletzt in der recht handlichen Antennenlänge von 41 cm. Bei 27,12 MHz wäre eine vergleichbare $^5/_8$-λ-Antenne 6,90 m lang.

Wie die Schaltung nach Bild 8.16 erkennen läßt, ermöglichte die Entwicklung von leistungsfähigen Si-HF-Transistoren, deren Grenzfrequenz bis in das GHz-Gebiet hineinreicht, die Anwendung der von den 27,12-MHz-Sendern her bekannten Entwurfsprinzipien.

Ein interessantes Detail ist auch die

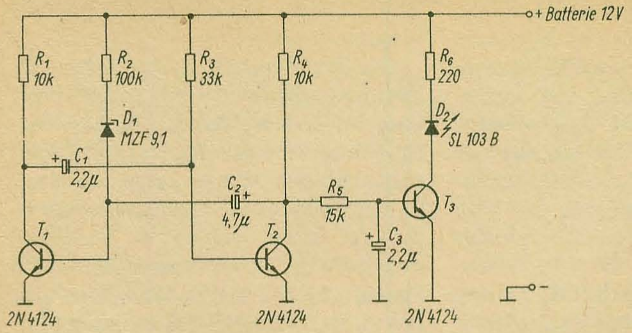


Bild 8.17
Batteriespannungskontrolle mit Leuchtdiode

Form der Batteriespannungskontrolle am Sender *SUPERPROP* (Bild 8.17). Der astabile Multivibrator mit T_1 und T_2 taktet den Schalttransistor T_3, in dessen Kollektorleitung die Leuchtdiode D_2 liegt. Das Blinken der Leuchtdiode zeigt an, daß die Batteriespannung im Bereich zwischen 9,6 V und 12 V liegt. Sinkt die Batteriespannung, wird die Blinkfrequenz immer geringer, bis die Leuchtdiode schließlich bei etwa 9,6 V ganz verlischt. Geht die Batteriespannung durch Entladung des Senderakkumulators zurück, so erhält der astabile Multivibrator über die Z-Diode D_1 nach $U_b = U_B - U_Z$ eine immer geringere Basisspannung für T_1. Die Basisspannung von T_1 wird schließlich so gering, daß der Multivibrator aufhört zu kippen. Damit sperrt T_3, und die Leuchtdiode blinkt nicht mehr. Durch das Verändern der Blinkintervalle hat man eine gute Kontrolle über den Ladezustand des Senderakkumulators. Mit dieser Form der vollelektronischen Kontrolle des Senderakkumulators ist ein weiteres mechanisches Bauteil, das Anzeigeinstrument, auf elegante Weise ersetzt worden.

Der Empfänger der Anlage *SUPERPROP* ist als Doppelsuper ausgelegt (Bild 8.18). Durch die Anwendung dieses Prinzips wird eine sehr gute Spiegelfrequenzfestigkeit und damit auch Störsicherheit erreicht. Das ist um so wichtiger, da das 433-MHz-Band mit 1,734 MHz so breit ist, daß bei Anwendung der ZF = 455 kHz erhebliche Probleme bei der Spiegelfrequenzfestigkeit entstünden. Die erste ZF wird beim Empfänger *SUPERPROP* mit 40,65 MHz dann auch so hoch gewählt, daß die angestrebte Spiegelfrequenzfestigkeit technisch realisiert werden kann.

Die 70 cm lange Empfängerantenne ist kapazitiv an den Eingangsschwingkreis L_1, C_2 gekoppelt. T_1 arbeitet als HF-Vorverstärker in Basisschaltung. Die erste ZF mit 40,65 MHz wird in der ersten Mischstufe mit T_2 erzeugt. Oszillator 1 mit T_3 ist quarzstabilisiert und arbeitet in der Standardschaltung. Er schwingt je nach Kanal mit etwa 98 MHz. Der im Kollektorkreis von T_3 liegende Schwingkreis C_7, L_3 ist auf die Resonanzfrequenz $f_r \approx 98$ MHz und der Schwingkreis C_8, C_9, L_4 auf die Resonanzfrequenz $4 \cdot f_r \approx 393$ MHz abgestimmt. Der zweite Schwingkreis siebt damit die dritte Oberwelle der Oszillatorfrequenz heraus, die zur Mischung T_2 am Emitter zugeführt wird.

Die weitere Auslegung des Supers entspricht der 1975 meist angewendeten Superhetschaltung für 27,12 MHz. Der Eingangskreis der zweiten Mischstufe ist als Zweikreisfilter ausgelegt und auf die erste ZF mit 40,65 MHz abgeglichen. Der Oszillator 2 ist eben-

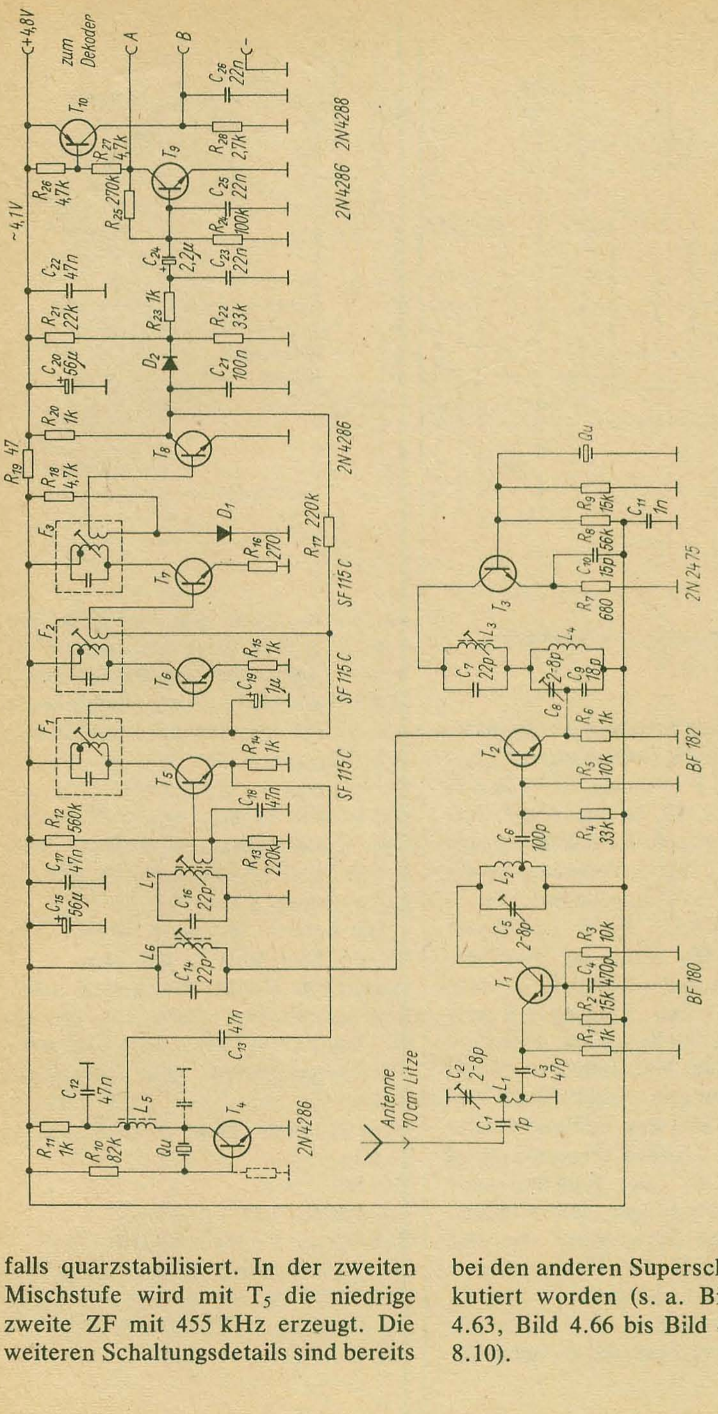

+4,8V
zum Dekoder
A
B
C-
C_{26} 22n
T_{10}
R_{28} 2,7k
R_{27} 4,7k
T_9
R_{26} 4,7k
R_{25} 270k
C_{25} 22n
R_{24} 100k
~4,1V
C_{24} 2,2µ
C_{23} 22n
2N4286 2N4288
C_{22} 47n
R_{21} 22k
R_{23} 1k
R_{22} 33k
C_{20} 56µ
D_2
C_{21} 100n
R_{20} 1k
R_{19} 47
R_{18} 4,7k
T_8
2N4286
F_3
D_1
R_{16} 270
R_{17} 220k
T_7
SF 115 C
F_2
R_{15} 1k
T_6
C_{19} 1µ
SF 115 C
F_1
R_{14} 1k
T_5
C_{18} 47n
SF 115 C
R_{12} 560k
C_{17} 47n
R_{13} 220k
L_7
C_{16} 22p
C_{15} 56µ
L_6
C_{14} 22p
C_{13} 47n
C_{12} 47n
L_5
R_{11} 1k
R_{10} 82k
Qu
T_4
2N4286
Antenne 70cm Litze
C_2 2-8p
L_1
C_1 1p
C_3 47p
T_1
R_1 1k
R_2 15k
C_4 470p
R_3 10k
BF 180
C_5 2-8p
L_2
C_6 100p
R_4 33k
R_5 10k
T_2
BF 182
R_6 1k
C_8 2-8p
C_9 18p
L_4
C_7 22p
L_3
T_3
R_7 680
C_{10} 15p
R_8 56k
R_9 15k
C_{11} 1n
Qu
2N 2475

Bild 8.18
Doppelsuper SUPERPROP

falls quarzstabilisiert. In der zweiten Mischstufe wird mit T_5 die niedrige zweite ZF mit 455 kHz erzeugt. Die weiteren Schaltungsdetails sind bereits bei den anderen Superschaltungen diskutiert worden (s. a. Bild 4.62, Bild 4.63, Bild 4.66 bis Bild 4.71 und Bild 8.10).

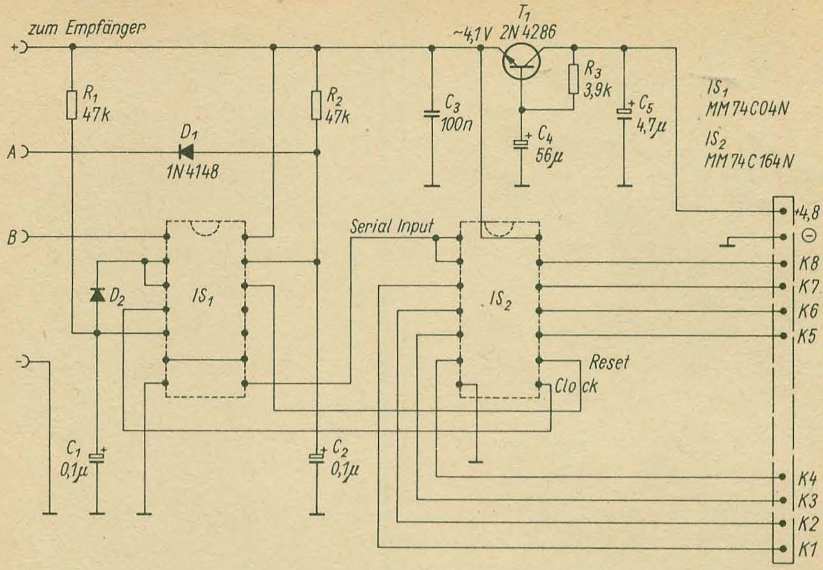


Bild 8.19
Impulsteils des Empfängers *SUPERPROP*

Die Impulsaufbereitung des Empfängers besorgen die Transistoren T_9 und T_{10} nach Bild 8.18 sowie die beiden IS nach Bild 8.19. IS_1 ist ein sechsfacher Inverter und IS_2 ein 8-Bit-Schieberegister, beide in C-MOS-Technik, also mit nur geringem Leistungsbedarf. Mit T_9 (Bild 8.18) und D_1, R_2, C_2 und einem Gatter von IS_1 wird der Synchronisierimpuls von der Impulsfolge abgetrennt. Über den Eingang »Reset« stellt er das Schieberegister nach dem Durchlaufen der Kanalimpulse jeweils in die Startstellung zurück. Start- und Taktimpulse für das Schieberegister werden von T_{10} (Bild 8.18) und IS_1 (Bild 8.19) aufbereitet. Der Eingabeimpuls gelangt über den Eingang B von IS_1 und drei Gatter an Serial-Input von IS_2. Gleichzeitig lädt der Eingabeimpuls über D_2 den Kondensator C_1 auf. C_1 entlädt sich dann über R_1. Da aber die nächsten Austastimpulse C_1 schneller nachladen, als er sich über R_1 entlädt, kann kein neuer Eingabeimpuls entstehen, so lange die Impulsfolge durchläuft. Die nächsten Austastimpulse dienen als Taktimpulse und schieben über den Eingang Clock von IS_2 den an Serial-Input eingegebenen Impuls durch das Schieberegister hindurch. Die Kanalimpulse erscheinen damit parallel und nacheinander an den Kanaleingängen K1 bis K8.

Die Betriebsspannung für den Empfänger wird mit T_1 auf etwa 4,1 V stabilisiert. Trotz des hohen schaltungstechnischen Aufwands erreicht der Empfänger dank dem modernen Schaltungskonzept gute technische Daten:

Abmessungen: 65 mm × 50 mm × 27 mm
Gewicht: 90 p
Empfindlichkeit: 2 bis 3 µV
Bandbreite: 3 kHz bei 3 dB

Als Servo werden für die Anlage *SUPERPROP* die der Anlage *Microprop* mit eingebauter Elektronik (Bild 3.70 und Bild 8.11) verwendet.

8.2. Tabellenanhang

8.2.1. Internationaler Farbkode für Widerstände und Kondensatoren

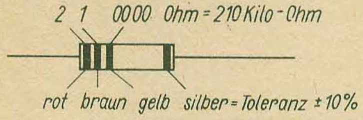
Tabelle 8.1. Internationaler Farbkode für Widerstände und Kondensatoren

Farbe	1. Punkt oder Ring 1. Ziffer	2. Punkt oder Ring 2. Ziffer	3. Punkt oder Ring Anzahl der Nullen
schwarz	0	0	keine 0
braun	1	1	0
rot	2	2	00
orange	3	3	000
gelb	4	4	0000
grün	5	5	00000
blau	6	6	000000
violett	7	7	0000000
grau	8	8	—
weiß	9	9	—
silber	—	—	× 0,01
gold	—	—	× 0,1

Toleranzen:

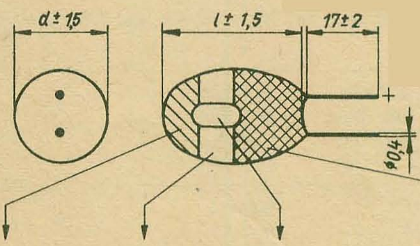
ohne 4. Farbpunkt	= ± 20%
4. Punkt silber	= ± 10%
4. Punkt gold	= ± 5%
4. Punkt rot	= ± 2%
4. Punkt braun	= ± 1%

Es bedeuten:


2 1 0000 Ohm = 210 Kilo-Ohm
rot braun gelb silber = Toleranz ± 10%

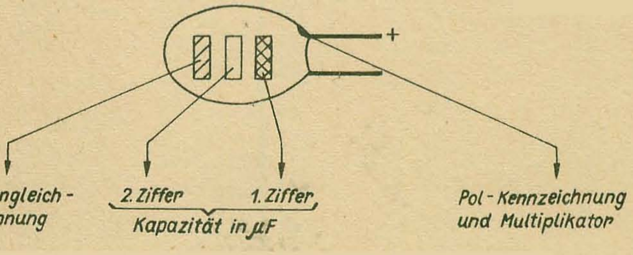
8.2.2. Farbkode für Tantalkondensatoren

Tabelle 8.2. Farbkode für Tantalkondensatoren


d±1,5
l±1,5
17±2
+
0,4

Kapazität in μF				Nenngleichspannung	
Farbe	Kuppe 1. Ziffer	Ring 2. Ziffer	Punkt Multiplikator Polaritätskennzeichen	Farbe	Spannung
schwarz	—	0	× 1	weiß	3 V
braun	1	1	× 10	gelb	6,3 V
rot	2	2	× 100	schwarz	10 V
orange	3	3	—	grün	16 V
gelb	4	4	—	blau	20 V
grün	5	5	—	grau	25 V
blau	6	6	—	rosa	35 V
violett	7	7	—		
grau	8	8	× 0,01		
weiß	9	9	× 0,1		

Polaritätskennzeichnung: Farbpunkt als Orientierung für Polarität: Bei Blick auf den Farbpunkt Polarität entsprechend Skizze.
Abmessungen in mm und Kapazitätskennzeichnung nach IEC


+
Nenngleich-Spannung
2. Ziffer
1. Ziffer
Kapazität in μF
Pol-Kennzeichnung und Multiplikator

8.2.3. Internationale Normreihe E 6, E 12 und E 24

Tabelle 8.3. Internationale Normreihen E 6, E 12, E 24

E 6 ± 20%	E 12 ± 10%	E 24 ± 5%
1,0	1,0	1,0
		1,1
	1,2	1,2
		1,3
1,5	1,5	1,5
		1,6
	1,8	1,8
		2,0
2,2	2,2	2,2
		2,4
	2,7	2,7
		3,0
3,3	3,3	3,3
		3,6
	3,9	3,9
		4,3
4,7	4,7	4,7
		5,1
	5,6	5,6
		6,2
6,8	6,8	6,8
		7,5
	8,2	8,2
		9,1

8.3. Gesetzliche Bestimmungen

8.3.1. Anordnung über Landfunkdienste

Gesetzblatt der Deutschen Demokratischen Republik
Berlin, den 8. März 1974
Teil I Nr. 12
Anordnung über Landfunkdienste
– Landfunkordnung –
vom 12. Februar 1974

Auf Grund des § 68 des Gesetzes vom 3. April 1959 über das Post- und Fernmeldewesen (GBl. I Nr. 27 S. 365) wird im Einvernehmen mit den Leitern der zuständigen zentralen staatlichen Organe folgendes angeordnet:

Abschnitt I
Allgemeine Bestimmungen
§ 1
Geltungsbereich

(1) Diese Anordnung gilt für Funkanlagen der beweglichen Landfunkdienste und der festen Funkdienste, sofern diese Anlagen nicht den Rechtsvorschriften der Seefunkordnung vom 1. Juni 1970 (GBl. II Nr. 53 S. 391), der Flugfunkordnung vom 15. Mai 1961 (GBl. II Nr. 36 S. 211) und der Amateurfunkordnung vom 22. Mai 1965 (GBl. II Nr. 58 S. 393) unterliegen.

(2) Funkanlagen gemäß Abs. 1 sind Anlagen für feste oder bewegliche Funkdienste zur Übermittlung von Nachrichten einschließlich der Daten- und Fernwirkübertragung. Darunter fallen u. a.:

– Funkanlagen der beweglichen Landfunkdienste einschließlich der Funkdienste auf Binnengewässern,

– Funkanlagen für Fernmeß-, Fernsteuer- und Fernregelzwecke,

– Funkanlagen zur Fernsteuerung von

Modellen und von Spielzeug,
- Richtfunkanlagen,
- Anlagen zur Nachrichtenübermittlung mittels Lichtwellen,
- Induktionsfunkanlagen.

(3) Die Vorschriften dieser Anordnung gelten für Funkanlagen der bewaffneten Organe, sofern sie an Funkdiensten gemäß Abs. 1 außerhalb des Bereichs der bewaffneten Organe teilnehmen.

(4) Die Vorschriften dieser Anordnung gelten auch für Funkanlagen der Gesellschaft für Sport und Technik, die der vormilitärischen und der wehrsportlichen Ausbildung dienen.

§ 2

Begriffsbestimmungen

Für die Funkdienste gemäß § 1, ihre Funkstellen und Funkanlagen einschließlich der dazugehörigen Einrichtungen zum Zusammenschalten der Funkanlagen mit Drahtfernmeldeanlagen gelten die Begriffsbestimmungen der »Vorschriften für Landfunkdienste« des Ministeriums für Post- und Fernmeldewesen.

§ 3

Zusammenarbeit mit anderen Organen und Einrichtungen

Die zur Gewährleistung von Sicherheit und Ordnung notwendige Zusammenarbeit auf dem Gebiet der Landfunkdienste wird zwischen dem Ministerium für Post- und Fernmeldewesen und anderen zentralen Organen sichergestellt.

Abschnitt II

Genehmigungsverfahren

§ 4

Genehmigungspflicht

(1) Die Genehmigungspflicht für das Errichten und Betreiben sowie für das Herstellen, den Vertrieb oder Besitz von Funkanlagen gemäß § 1 richtet sich nach dem Gesetz vom 3. April 1959 über das Post- und Fernmeldewesen und den hierzu erlassenen Durchführungsbestimmungen.

(2) Die Genehmigungen sind gebührenpflichtig.

§ 5

Beantragen von Genehmigungen

(1) Anträge auf Erteilung von Genehmigungen sind bei der für den Sitz des Antragstellers zuständigen Bezirksdirektion der Deutschen Post zu stellen, soweit kein anderes Verfahren mit dem Ministerium für Post- und Fernmeldewesen vereinbart ist.

(2) Für die Anträge sind Vordrucke zu verwenden, die bei den Bezirksdirektionen der Deutschen Post erhältlich sind. Den Anträgen sind die im Vordruck genannten Unterlagen beizufügen.

(3) Anträgen Jugendlicher, die das 18. Lebensjahr noch nicht vollendet haben, ist die schriftliche Einwilligungserklärung des gesetzlichen Vertreters beizufügen.

§ 6

Erteilung und Umfang der Genehmigungen

(1) Die Genehmigungen werden in Form von Genehmigungsurkunden oder durch Verfügungen des Ministeriums für Post- und Fernmeldewesen unter Bedingungen erteilt.

(2) Die Genehmigungsbedingungen sind Bestandteil der Genehmigungsurkunde und für den Genehmigungsinhaber rechtsverbindlich.

(3) Voraussetzung für das Erteilen der Genehmigungen ist, daß die beantragten Funkanlagen den »Vorschriften für Landfunkdienste« des Ministeriums für Post- und Fernmeldewesen genügen.

(4) Die Genehmigungen können vom Ministerium für Post- und Fernmeldewesen bei Vorliegen volkswirtschaftlicher Erfordernisse in Abstimmung mit den zuständigen zentralen Organen eingeschränkt oder geändert werden. Damit verbundene Kosten haben die Inhaber von Genehmigungen zu tragen.

§ 7

Pflichten der Genehmigungsinhaber

(1) Die Inhaber von Genehmigungen zum Herstellen der im § 1 genannten Funkanlagen übernehmen die Verpflichtung,

1. daß die Aufträge zum Herstellen nur entgegengenommen werden, wenn der Auftraggeber eine Genehmigung zum Vertrieb, zum Besitz oder zum Errichten und Betreiben nachweist.
Das gilt nicht für Auftraggeber anderer Staaten;

2. daß nach Fertigung genehmigter Funkanlagen oder Baumuster die Prüfung eines Funktions- oder Fertigungsmusters beim Ministerium für Post- und Fernmeldewesen oder bei dem von ihm beauftragten Prüforgan beantragt wird.
Die Prüfung ist gebührenpflichtig;

3. daß die Serienfertigung mustergetreu erfolgt und alle gefertigten Geräte mit einem Prüfzeichen des Ministeriums für Post- und Fernmeldewesen oder des von ihm beauftragten Prüforgans versehen sind und, soweit Prüfpflicht besteht, für die Geräte ein gültiges Gütezeichen oder eine Sondergenehmigung des Amtes für Standardisierung, Meßwesen und Warenprüfung (ASMW) vorliegt;

4. daß die hergestellten Sender sowie ihr Verbleib listenmäßig erfaßt werden.

(2) Die Inhaber von Genehmigungen zum Errichten und Betreiben von Funkanlagen übernehmen die Verpflichtung,

1. daß das Errichten und Betreiben der Funkanlagen nach den Anforderungen dieser Anordnung erfolgt;

2. daß die errichteten Funkanlagen erst in Betrieb genommen werden, wenn deren Freigabe zum Funkbetrieb durch die zuständige Bezirksdirektion der Deutschen Post erfolgte, soweit kein anderes Verfahren mit dem Ministerium für Post- und Fernmeldewesen vereinbart ist.

(3) Die Inhaber von Genehmigungen zum Vertrieb von Funkanlagen übernehmen die Verpflichtung,

1. daß ein Vertrieb von Funkanlagen nur an Auftraggeber erfolgt, die im Besitz einer Genehmigung gemäß § 4 sind.
Das gilt nicht für Auftraggeber anderer Staaten;

2. daß der Verbleib vertriebener Funkanlagen listenmäßig erfaßt wird.

§ 8

Erlöschen der Genehmigungen

Nach Erlöschen der Genehmigung gemäß den Vorschriften des Gesetzes vom 3. April 1959 über das Post- und Fernmeldewesen sind

1. errichtete Funkanlagen innerhalb der vom Ministerium für Post- und Fernmeldewesen festgesetzten Frist abzubauen und vor unbefugtem Zugriff zu sichern. Ihr Verbleib ist nachzuweisen. Soweit Sender weiterhin im Besitz

gehalten oder veräußert werden sollen, müssen die entsprechenden Genehmigungen dafür vorliegen;

2. das Herstellen und der Vertrieb der in der Genehmigungsurkunde genannten Funkanlagen einzustellen.

§ 9
Verantwortlichkeit

(1) Die Inhaber von Genehmigungen zum Errichten und Betreiben von Funkanlagen im Sinne dieser Anordnung sowie die mit der Durchführung des Funkdienstes beauftragten Personen sind verantwortlich dafür,

- daß die Funkanlagen ordnungsgemäß betrieben werden und kein Funkverkehr geführt wird, der den staatlichen und gesellschaftlichen Erfordernissen nach Sicherheit und Ordnung widerspricht;
- daß die Funkanlagen nicht von Unbefugten benutzt sowie vor Diebstahl und Verlust geschützt werden;
- daß über die genehmigten Funkanlagen und die mit der Durchführung des Funkdienstes beauftragten Personen ein ständiger Nachweis geführt wird.

(2) Die Funkanlagen unterstehen der Aufsichtspflicht des Genehmigungsinhabers, für Personen unter 18 Jahren der des gesetzlichen Vertreters. Das gilt auch für den Probebetrieb.

Abschnitt III
Schlußbestimmungen
§ 10
Inkrafttreten

(1) Diese Anordnung tritt am 1. April 1974 in Kraft.

(2) Gleichzeitig treten außer Kraft:

1. die Anordnung vom 3. April 1959 über den beweglichen Landfunkdienst – Landfunkordnung – (GBl. I, Nr. 29, S. 469).

2. die Anordnung vom 3. April 1959 über die Erteilung von Genehmigungen zur Fernsteuerung von Modellen und von Spielzeug mittels Funkanlagen – Modellfunkordnung – (GBl. I, Nr. 29, S. 467).

Berlin, den 12. Februar 1974
Der Minister
für Post- und Fernmeldewesen

Schulze

Anlage
zu vorstehender Anordnung

1. Die Gebühren gemäß §§ 4 und 7 der Landfunkordnung betragen für Sprechfunkanlagen des beweglichen Landfunkdienstes und für Funkanlagen zur Fernsteuerung von Modellen und von Spielzeug

a) für das Ausstellen einer Genehmigungsurkunde je Funkanlage 3 M

b) für das Betreiben von genehmigungspflichtigen Funkanlagen monatlich

- je Funkanlage, bestehend aus einem Sender und einem Empfänger 5 M
- je zusätzlich betriebenen Empfänger 2 M

c) für eine Prüfung von Funkanlagen Mindestgebühr 60 M

Übersteigt die Prüfungsdauer 8 Stunden (Tagessatz), so erhöht sich die Gebühr anteilmäßig auf volle Stunden abgerundet. Wird die Prüfung am Ort der prüfenden Dienststelle des Ministeriums für Post- und Fernmeldewesen durchgeführt, hat der Antragsteller die Kosten und das Risiko für den Transport der zu prüfenden Funkanlagen zu tragen. Findet die Prüfung der Funkanlage beim Hersteller des zu prüfenden Gerätes statt, werden außer der Prüfgebühr noch die Kosten für die Prüfbeauftragten nach den Sätzen der Bestimmungen über Reisekostenvergütung sowie die Transportkosten für mitgeführte Meßgeräte nach dem tatsächlichen Aufwand erhoben.

2. Ziff. 1 Buchst. b findet auf Funkanlagen zur Fernsteuerung von Modellen und von Spielzeug keine Anwendung.

3. Die Gebühren gemäß Ziff. 1 sind fällig,

a) wenn die Genehmigung erteilt wird,

b) wenn genehmigungspflichtige Funkanlagen in Betrieb genommen werden,

c) wenn Leistungen bei Prüfungen erbracht wurden.

4. Die monatlich zu zahlenden Gebühren gemäß Ziff. 1 Buchst. 6 sind im voraus zu entrichten. Die Gebührenpflicht beginnt mit dem Ersten des Monats, in dem die Funkanlage in Betrieb genommen wird. Sie endet mit Ablauf des Monats, in dem die Voraussetzungen für die Genehmigung entfallen.

5. Die Gebühren gemäß Ziff. 1 Buchstabe a und b werden von derjenigen Bezirksdirektion eingezogen, in deren Bereich sich die betreffende Funkanlage befindet.

Die Gebühren gemäß Ziff. 1 Buchst. c zieht die prüfende Dienststelle ein.

8.3.2. Vorschriften für Landfunkdienste LF 03/74 herausgegeben vom Ministerium für Post- und Fernmeldewesen

Technische Zulassungsbedingungen für Funkanlagen zur Fernsteuerung von Modellen und Spielzeugen (Die Abschnittsnumerierung entspricht den Vorschriften LF 03/74)

1. Geltungsbereich

Diese technischen Zulassungsbedingungen gelten für das Herstellen, den Vertrieb und das Errichten und Betreiben von Funkanlagen zur Fernsteuerung von Modellen und Spielzeugen. Sie werden herausgegeben auf der Grundlage des Gesetzes über das Post- und Fernmeldewesen vom 3. 4. 1959 (GBl. I, S. 365), der dazu erlassenen ersten Durchführungsbestimmung vom 1. 11. 1967 (GBl. II, S. 766) und der Landfunkordnung vom 8. 3. 1974 (GBl. I, Nr. 12). Sie dienen der Verhinderung schädlicher Störungen bei anderen Funkdiensten und sind verbindlich: ab 1. 1. 1975 für das Herstellen, den Vertrieb, das Errichten und Betreiben aller Funkanlagen zur Fernsteuerung von Modellen.

Für Funkanlagen, die vor dem 1. 1. 1975 in Betrieb genommen wurden, sind Abweichungen von dieser Vorschrift bis spätestens 5 Jahre nach Datum der Herstellung der Funkanlage zugelassen; das gilt nicht, wenn durch diese Funkanlage Störungen anderer Funkdienste verursacht werden.

2. Technische Zulassungsbedingungen

2.1. Allgemeine Bedingungen

2.1.1. Temperatur- und Betriebsspannungsbereich

Die unter Pkt. 2.2. und 2.3. genannten Bedingungen sind einzuhalten in einem Bereich der Umgebungstemperatur von −10 °C bis +40 °C und bei Schwankungen der Betriebsspannung um den Nennwert von ±10 % bei Netzbetrieb und von +20 % bis −15 % bei Batteriebetrieb, relative Luftfeuchtigkeit 60 %. Eine Abweichung um ±15 % relative Luftfeuchtigkeit ist zulässig.

2.1.2. Frequenzbereiche

Es können folgende Industriefrequenzbereiche zugeteilt werden:

– für Funkanlagen zur Fernsteuerung von Modellen
13,56 MHz ± 0,05 % = 13,553 MHz bis 13,567 MHz
27,12 MHz ± 0,6 % = 26,96 MHz bis 27,28 MHz
433,92 MHz ± 0,2 % = 433,05 MHz bis 434,79 MHz

– für Funkanlagen zur Fernsteuerung von Spielzeugen
27,12 MHz ± 0,6 % = 26,96 MHz bis 27,28 MHz

2.1.3. Modulationsart

Es sind Amplitudenmodulation, Frequenzmodulation und Pulsmodulation zulässig.

2.1.4. Betriebsverfahren

Es ist nur die Übertragung von Signalen zum Zwecke der Fernsteuerung von Modellen und Spielzeugen zulässig. Diese Übertragung darf nur in einer Richtung erfolgen.

2.2. Bedingungen für Sender

Die nachstehend genannten Bedingungen gelten für alle Kanäle innerhalb der schaltbaren Bandbreite des Senders.

2.2.1. Senderleistung

Bei Sendern zur Fernsteuerung von Modellen darf die der Senderendstufe zugeführte Gleichstromleistung 5 W nicht übersteigen, jedoch darf die abgestrahlte Spitzenleistung nicht mehr als 1 W betragen. Die von Sendern zur Fernsteuerung von Spielzeugen ausgestrahlte Trägerleistung darf 0,1 μW nicht übersteigen.

2.2.2. Frequenzabweichung und belegte Bandbreite

Die durch die Ausstrahlung eines Senders belegte Bandbreite soll nicht größer sein, als es zur Übertragung der vorgesehenen Informationen erforderlich ist. Das ausgestrahlte Frequenzband muß innerhalb der bei Pkt. 2.1.2. angegebenen Frequenzbereiche liegen. Als Grenzfrequenzen des ausgestrahlten Frequenzbandes gelten diejenigen Frequenzen, bei denen der oberhalb bzw. unterhalb dieser Frequenz ausgestrahlte Leistungsanteil je 0,5 % der insgesamt ausgestrahlten Leistung ist.

2.2.3. Unerwünschte Ausstrahlungen

Unerwünschte Ausstrahlungen sind Ausstrahlungen auf Frequenzen außerhalb der Grenzen des zugewiesenen Bandes, die am Antennenanschluß auftreten.

Die mittlere Leistung einer unerwünschten Ausstrahlung eines Senders – zur Fernsteuerung von Modellen darf im Frequenzbereich unterhalb 30 MHz den Grenzwert 50 nW und im Frequenzbereich oberhalb 30 MHz den Grenzwert 1 μW nicht überschreiten; jedoch gilt in den Frequenzbereichen 47 MHz bis 68 MHz, 174 MHz bis 230 MHz und 470 MHz bis 790 MHz ein Grenzwert von 0,1 μW. Zur Fernsteuerung von Spielzeugen darf den Grenzwert 10 nW nicht überschreiten, jedoch gilt in den Frequenzbereichen 47 MHz bis 68 MHz, 174 MHz bis 230 MHz und 470 MHz bis 790 MHz ein Grenzwert von 1 nW.

2.2.4. Konstruktive Gestaltung

Sender zur Fernsteuerung von Modellen, die nicht einer Typenprüfungspflicht unterliegen, müssen konstruktiv so gestaltet sein, daß die Messung des der Senderendstufe zugeführten Gleichstroms auf einfache Weise möglich ist. Sender zur Fernsteuerung von Spielzeugen müssen konstruktiv so gestaltet sein, daß für den Bedienenden außer den Bedienungselementen von außen nur die Batterie und die Antenne zugänglich sind.

2.3. Bedingungen für Empfänger

2.3.1. Ausstrahlungen

Es werden nur Ausstrahlungen über die Antenne erfaßt. Unter Ausstrahlungen werden die Pegel aller an der mit dem Antennenwiderstand abgeschlossenen Antennenbuchse auftretenden Spannungen definiert. Die mittlere Leistung einer Ausstrahlung eines Empfängers

– zur Fernsteuerung von Modellen darf den Grenzwert 4 nW

– zur Fernsteuerung von Spielzeugen den Grenzwert 1 nW

nicht übersteigen.

3. Meßmethoden

Für die Prüfung der Geräte auf Einhaltung der unter 2. genannten Bedingungen werden folgende Meßmethoden angewendet:

3.1. Sender

3.1.1. Senderleistung

Bei Sendern zur Fernsteuerung von Modellen wird die der Senderendstufe zugeführte Gleichstromleistung durch Strom- und Spannungsmessung ermittelt, wobei sicherzustellen ist, daß der Betriebszustand der Senderendstufe durch den Anschluß der Meßgeräte nur unwesentlich verändert wird. Die Messung der abgestrahlten Spitzenleistung sowie der Trägerleistung von Sendern zur Fernsteuerung von Spielzeugen erfolgt über eine Feldstärkemessung. Sie wird auf einem Meßgelände durchgeführt, dessen Abmessungen mindestens 6 m × 9 m betragen müssen, und das frei von fremden elektromagnetischen Feldern und frei von Hindernissen ist, die das Meßergebnis beeinträchtigen können. Der Sender wird zur Messung auf einem nicht leitenden drehbaren Gestell in einer Höhe von 1 m über dem Boden aufgestellt. Die Antenne muß sich hierbei in der Gebrauchslage befinden. Der Abstand der Projektionspunkte der Antenne des Senders und der Meßantenne auf dem Boden muß 3 m betragen. Die Feldstärke wird in Richtung der maximalen Ausstrahlung des Senders bestimmt.

Zur Bestimmung des Maximums der Feldstärke wird die Höhe der Meßantenne über dem Boden im Bereich 1 bis 4 m variiert. Es wird je eine Messung bei horizontaler und vertikaler Polarisation der Meßantenne durchgeführt. Als Meßergebnis gilt der höhere Wert. Die äquivalente Leistung P in dB (pW) ergibt sich aus der gemessenen Feldstärke E in dB (μV/m) gemäß

$$P = G - K,$$

wobei $K = 10$ dB beträgt.

3.1.2. Frequenzabweichung

Zur Messung der Frequenzabweichung wird das zu messende Gerät in einer Klimakammer untergebracht und mit dem Antennenersatzwiderstand betrieben. Die Stromversorgung und die Meßgeräte befinden sich außerhalb der Klimakammer. Für die Messung der Frequenz wird eine Frequenzmeßeinrichtung verwendet, deren absolute Meßgenauigkeit mindestens eine Größenordnung besser sein muß als die für den Sender zulässige belegte Bandbreite. Mit der außerhalb der Klimakammer anzuschließenden Stromquelle muß es möglich sein, die Betriebsspannung um + 10 % bis – 15 % vom Nennwert zu ändern. Die Messung der Frequenz erfolgt im Temperaturbereich von – 10 °C bis + 40 °C in Schritten von 10 grd bei einer beliebigen relativen Luftfeuchtigkeit zwischen 45 % und 75 %.

Zur Frequenzmessung ist die jeweilige Temperatur mindestens so lange konstant zu halten, bis keine Frequenzänderung mehr erfolgt.

Das Gerät muß vor jeder Frequenzmessung mindestens 10 Minuten in Betrieb gewesen sein. Bei jedem angegebenen Temperaturwert erfolgt die Messung sowohl bei Nennspannung als auch bei den unter Pkt. 2.1.1. angegebenen Grenzwerten.

Entsprechend ist bei der Bestimmung der Temperatur- und Betriebsspannungsabhängigkeit der anderen Parameter zu verfahren.

3.1.3. Belegte Bandbreite

Meßgeräte zur Bestimmung der belegten Bandbreite entsprechend der unter Pkt. 2.2.2. angegebenen Leistungsdefinition sind z. Z. allgemein noch nicht verfügbar. Zur Messung wird vorläufig ein Spektrumanalysator für den entsprechenden Frequenzbereich verwendet, mit dem der Abfall der Spektrallinien um 26 dB gegenüber dem unmodulierten Träger zu beiden Seiten des Trägers festgestellt wird.

Der zwischen diesen Punkten ermittelte Frequenzabstand darf die unter Pkt. 2.2.2. angegebene belegte Bandbreite nicht überschreiten.

Diese Messung ist mit allen zur Übertragung vorgesehenen Signalen durchzuführen, und es ist der größte ermittelte Wert anzugeben.

3.1.4. Unerwünschte Ausstrahlungen

Die Messung der unerwünschten Ausstrahlungen erfolgt nach der im Pkt. 3.1.1. angegebenen Meßmethode für die ausgestrahlte Trägerleistung über eine Feldstärkemessung.

3.2. Empfänger

3.2.1. Ausstrahlungen

Die Messung der Ausstrahlungen erfolgt in Analogie zu der im Pkt. 3.1.1. angegebenen Meßmethode für die ausgestrahlte Trägerleistung von Sendern über eine Feldstärkemessung.

8.4. Anschriften von Fachgeschäften für Elektronikbedarf

Fachfilialen des VEB *Industrievertrieb* Rundfunk und Fernsehen

Fachfiliale RFT Amateur
1058 Berlin, Kastanienallee 87

Fachfiliale RFT Amateur
1034 Berlin, Kopernikusstr. 3

Fachfiliale RFT Amateur
75 Cottbus, Marktstr. 2

Fachfiliale RFT Amateur
801 Dresden, Ernst-Thälmann-Str. 9

Fachfiliale RFT Radio-television
728 Eilenburg, Leipziger-/Ecke Bernhardistraße

Fachfiliale RFT Radio-television
122 Eisenhüttenstadt, Leninallee 10

Fachfiliale RFT Amateur
425 Eisleben, Sangerhäuser Straße

Fachfiliale RFT Amateur
501 Erfurt, Hermann-Jahn-Str. 11/12

Fachfiliale RFT Amateur
92 Freiberg, Korngasse 10

Fachfiliale RFT Radio-television
58 Gotha, Hauptmarkt 32

Fachfiliale RFT Amateur
402 Halle, Klement-Gottwald-Str.

Fachfiliale RFT Amateur
901 Karl-Marx-Stadt,
Straße der Nationen 46

Fachfiliale RFT Amateur
701 Leipzig, Grimmaische Str. 25

Fachfiliale RFT Amateur

3018 Magdeburg, Lüneburger Str. 25
Fachfiliale RFT Radio-television
61 Meiningen,
Rudolf-Breitscheid-Str. 15
Fachfiliale RFT Amateur
15 Potsdam, Friedrich-Ebert-Str. 113
Fachfiliale RFT Amateur
25 Rostock, Steinstr. 6
Fachfiliale RFT Radio-television
47 Sangerhausen, Göpenstr. 28
Fachfiliale RFT Amateur
27 Schwerin, Martinstr. 1
Fachfiliale RFT Radio-television
29 Wittenberge, Bahnstr. 42

Den Versand von Elektronik-Bauelementen führen aus:
KG Kr. Oschatz, Elektroverkaufsstelle 4154
7264 Wermsdorf, Clara-Zetkin-Str. 21

8.5. Gleichungsübersicht

$$f = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} \tag{1}$$

$$\frac{1}{C_{\text{ges}}} = \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} \tag{2}$$

$$C_{\text{ges}} = \frac{C_2 \cdot C_3}{C_2 + C_3} \tag{3}$$

$$f = \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{1}{L} \cdot \left(\frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3}\right)} \tag{4}$$

$$L = w^2 \cdot A_{\text{L}} \tag{5}$$

$$\frac{\Delta f}{f} = -\frac{1}{2} \cdot \left(\frac{\Delta L}{L} + \frac{\Delta C}{C}\right) \tag{6}$$

$$w = \frac{1}{2\pi f} \cdot \sqrt{\frac{1}{A_{\text{L}}} \cdot \left(\frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3}\right)} \tag{7}$$

$$f = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{C \cdot (L_1 + L_2)}} \tag{8}$$

$$f = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L_5 \cdot C_{15}}} \tag{9}$$

$$f = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{(R_3 + R_4) \cdot R_7 \cdot C_2 \cdot C_3}} \tag{10}$$

$$R_0 \approx \frac{L}{C \cdot r} \tag{11}$$

$$Q \approx \frac{\omega_0 \cdot L}{r} \approx \frac{1}{r \cdot \omega_0 \cdot C} \tag{12}$$

$$w = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f} \cdot \sqrt{\frac{1}{A_{\text{L}} \cdot C}} \tag{13}$$

$$T = 1{,}4 \cdot R_{\text{B}} \cdot C \tag{14}$$

$$T = 0{,}7 \cdot (R_6 + R_7) \cdot C_6 \tag{15}$$

$$I = I_0 + I \cdot A_{\mathrm{pnp}} + I \cdot A_{\mathrm{npn}} \tag{16}$$

$$I = \frac{I_0}{1 - (A_{\mathrm{pnp}} + A_{\mathrm{npn}})} \tag{17}$$

$$f_{\mathrm{s}} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L_1 \cdot C_1}} \tag{18}$$

$$f_{\mathrm{p}} = \frac{1}{2 \cdot \sqrt{L_1 \cdot \frac{C_1 \cdot C_0}{(C_1 + C_0)}}} \tag{19}$$

$$f_{\mathrm{p}} \approx f_{\mathrm{s}} \cdot \left(1 + \frac{C_1}{2 \cdot C_0}\right) \tag{20}$$

$$f_0 \approx f_{\mathrm{p}} \cdot \left(1 + \frac{C_1}{2\,(C_0 + C_{\mathrm{p}})}\right) \tag{21}$$

$$P_{\mathrm{ab}} = \frac{U_{\mathrm{CE}}^2}{2 \cdot R_{\mathrm{L}}} \tag{22}$$

$$U_{\mathrm{B}} \leqq \frac{U_{\mathrm{CE}}}{2} \tag{23}$$

$$\eta_{\mathrm{Kr}} = 1 - \frac{Q_{\mathrm{L}}}{Q_0} \tag{24}$$

$$i_{\mathrm{C1}} = i_{\mathrm{Cmax}} \cdot f_1\,(\Theta) \tag{25}$$

$$i_{\mathrm{C2}} = i_{\mathrm{Cmax}} \cdot f_2\,(\Theta) \tag{26}$$

$$i_{\mathrm{C3}} = i_{\mathrm{Cmax}} \cdot f_3\,(\Theta) \tag{27}$$

$$I_{\mathrm{C}} = i_{\mathrm{Cmax}} \cdot \psi\,(\Theta) \tag{28}$$

$$R_{\mathrm{L}} = \frac{U_{\mathrm{B}} - U_{\mathrm{CErest}}}{i_{\mathrm{C1}}} \tag{29}$$

$$\eta = \frac{P_{\mathrm{ab}}}{P_{\mathrm{zu}}} \tag{30}$$

$$P_{\mathrm{T}} = P_{\mathrm{zu}} - P_{\mathrm{ab}} + P_{\mathrm{St}} \tag{31}$$

$$R_{\mathrm{therm}} = \frac{T_{\mathrm{j}} - T_{\mathrm{a}}}{P_{\mathrm{T}}} \tag{32}$$

$$R_{\mathrm{atherm}} = R_{\mathrm{therm}} - R_{\mathrm{itherm}} \tag{33}$$

$$F = \frac{1}{\alpha \cdot T_{\mathrm{therm}}} \tag{34}$$

$$C_1 = \frac{2 \cdot Q_{\mathrm{L}}}{\omega \cdot (R_1 + \sqrt{R_1 \cdot R_2})} \tag{35}$$

$$C_2 = \frac{2 \cdot Q_{\mathrm{L}}}{\omega \cdot (R_2 + \sqrt{R_1 \cdot R_2})} \tag{36}$$

$$L = \frac{R_1 + R_2 + 2 \cdot \sqrt{R_1 \cdot R_2}}{2 \cdot Q_{\mathrm{L}} \cdot \omega} \tag{37}$$

$$\Theta \approx \frac{120^\circ}{n} \tag{38}$$

$$f_0 = f_{\mathrm{Grund}} \cdot n \tag{39}$$

$$P_{\mathrm{sätt}} \approx 0{,}125 \cdot \omega \cdot C_0 \cdot U_{\mathrm{R}}^2 \tag{40}$$

$$c = f \cdot \lambda \tag{41}$$

$$l_{\mathrm{w}} = \frac{2}{\pi} \cdot l = 0{,}636 \cdot l \tag{42}$$

$$P_{\mathrm{s}} \approx 1\,600 \cdot \left(\frac{l_{\mathrm{w}}}{\lambda}\right)^2 \cdot I^2 \text{ für Stabantenne} \tag{43a}$$

$$P_{\mathrm{S}} \approx 800 \cdot \left(\frac{l_{\mathrm{w}}}{\lambda}\right)^2 \cdot I^2 \text{ für Dipol} \tag{43b}$$

$$R_{\mathrm{S}} \approx 1\,600 \cdot \left(\frac{l_{\mathrm{w}}}{\lambda}\right)^2 \text{ für Stabantenne} \tag{44a}$$

$$R_{\mathrm{S}} \approx 800 \cdot \left(\frac{l_{\mathrm{w}}}{\lambda}\right)^2 \text{ für Dipol} \tag{44b}$$

$$\mathfrak{Z}_{\mathrm{A}} = R_{\mathrm{A}} \cdot \mathrm{j}X_{\mathrm{A}} \tag{45}$$

$$R_\mathrm{A} = R_\mathrm{S} + R_\mathrm{V} \qquad (46)$$

$$\eta_\mathrm{A} = \frac{R_\mathrm{S}}{R_\mathrm{S} + R_\mathrm{V}} \qquad (47)$$

$$\mathrm{j}\, X_\mathrm{A} = -\mathrm{j} \cdot Z_\mathrm{A} \cdot \cot \frac{2 \cdot \pi \cdot l}{\lambda} \quad \text{für Stabantenne} \qquad (48\,\mathrm{a})$$

$$\mathrm{j}\, X_\mathrm{A} = -\mathrm{j} \cdot Z_\mathrm{D} \cdot \cot \frac{\pi \cdot l}{\lambda} \quad \text{für Dipol} \qquad (48\,\mathrm{b})$$

$$Z_\mathrm{A} = 60 \cdot \ln 1{,}15 \cdot \frac{l}{d} \quad \text{für Stabantenne} \qquad (49\,\mathrm{a})$$

$$Z_\mathrm{D} = 120 \cdot \ln 0{,}575 \cdot \frac{l}{d} \quad \text{für Dipol} \qquad (49\,\mathrm{b})$$

$$S_\mathrm{R} = 4{,}12 \cdot \left(\sqrt{h_\mathrm{S}} + \sqrt{h_\mathrm{E}}\right) \qquad (50)$$

$$E_0 = \frac{7 \cdot \sqrt{P_\mathrm{S}}}{R} \qquad (51)$$

$$E = \frac{7 \cdot \sqrt{P_\mathrm{S}} \cdot 4 \cdot \pi \cdot h_\mathrm{s} \cdot h_\mathrm{E}}{R^2 \cdot \lambda} \qquad (52)$$

$$U_{\frac{\lambda}{2}} = \frac{E \cdot \lambda}{2 \cdot \pi} \qquad (53)$$

$$u(t) = \hat{u} \cdot \cos\left(\omega_\mathrm{HF}\, t + \varphi\right) \qquad (54)$$

$$u(t) = \hat{u} \cdot \cos \omega_\mathrm{HF}\, t \cdot \left(1 + m \cdot \cos \omega_\mathrm{NF}\, t\right) \qquad (55)$$

$$u(t) = \hat{u} \left[\cos \omega_\mathrm{HF}\, t + \frac{m}{2} \cos\left(\omega_\mathrm{HF} + \omega_\mathrm{NF}\right) t + \frac{m}{2} \cos\left(\omega_\mathrm{HF} - \omega_\mathrm{NF}\right) t\right] \qquad (56)$$

$$m = \frac{G - K}{G + K} \cdot 100\,\% \qquad (57)$$

$$B_\mathrm{HF} = 2 \cdot B_\mathrm{NF} \qquad (58)$$

$$B_\mathrm{HF} = 2 \cdot f_\mathrm{NF} \cdot (1 + M) \qquad (59)$$

$$M = \frac{H}{f_\mathrm{NF}} \qquad (60)$$

$$B_\mathrm{HF} = 2 \cdot (H + f_\mathrm{NF}) \qquad (61)$$

$$H = \Delta f \cdot f_0 \qquad (62)$$

$$v_\mathrm{ges} = v_\mathrm{NF} \cdot v_\mathrm{HF} \qquad (63)$$

$$f = \frac{1}{0{,}7 \cdot R \cdot C} = \frac{1{,}4}{R \cdot C} \qquad (64)$$

$$\omega_\mathrm{ZF} = \omega_\mathrm{HF} - \omega_\mathrm{Osz} \qquad (65)$$

$$m_\mathrm{K} = \frac{1}{2} \cdot \frac{S''}{S} \cdot m_\mathrm{S} \cdot U_\mathrm{S}^2 \qquad (66)$$

$$Y_{21} \approx S = \frac{I_\mathrm{E}}{U_\mathrm{CE}} \qquad (67)$$

$$\omega_\mathrm{ZF} = \omega_\mathrm{Osz} - \omega_\mathrm{HF} \qquad (68)$$

$$v_\mathrm{Umax} = \frac{U_\mathrm{R}}{U_\mathrm{Emin}} \qquad (69)$$

$$s_\mathrm{FM} = \frac{a_\mathrm{st}}{a_\mathrm{n}} = \frac{A_\mathrm{st}}{A_\mathrm{n}} \cdot \frac{\omega_\mathrm{st}}{H} \qquad (70)$$

$$s_\mathrm{AM} = \frac{a_\mathrm{st}}{a_\mathrm{n}} = \frac{A_\mathrm{st}}{m_\mathrm{A} \cdot A_\mathrm{n}} \qquad (71)$$

$$R_1 = \frac{16 \cdot (U - E)}{I_\mathrm{K}} \qquad (72)$$

$$R_2 = \frac{80 \cdot (U + 1{,}5 \cdot E)}{I_\mathrm{K}} \qquad (73)$$

$$R_\mathrm{i} = \frac{0{,}1}{K_{10}} \tag{74}$$

$$\frac{1}{10\,\mathrm{h}} \cdot K_{10} = I_{10} \tag{75}$$

$$S = \frac{\frac{\Delta U_\mathrm{E}}{U_\mathrm{E}}}{\frac{\Delta U_\mathrm{A}}{U_\mathrm{A}}} \tag{76}$$

$$S \approx \frac{R}{r_\mathrm{Z}} \cdot \frac{U_\mathrm{A}}{U_\mathrm{E}} \tag{77}$$

$$R > \frac{U_\mathrm{Emax} - U_\mathrm{A}}{I_\mathrm{Zmax} + I_\mathrm{Amin}} \tag{78}$$

$$R < \frac{U_\mathrm{Emin} - U_\mathrm{A}}{I_\mathrm{Zmin} + I_\mathrm{Amax}} \tag{79}$$

$$P_\mathrm{V} = U_\mathrm{A} \cdot \left(\frac{U_\mathrm{Emax} - U_\mathrm{A}}{R} - I_\mathrm{Amin} \right) \tag{80}$$

$$U_\mathrm{M} = U_\mathrm{B} - U_\mathrm{Z} \tag{81}$$

$$S_\mathrm{E} \leqq 10 \cdot S_\mathrm{F} \tag{82}$$

$$P = \frac{U_\mathrm{max}^2}{2 \cdot R} \tag{83}$$

$$U_\mathrm{eff} = \frac{U_\mathrm{max}}{\sqrt{2}} \tag{84}$$

9. Literaturverzeichnis

[1] *Autorenkollektiv:* Steuerungs- und Regelungstechnik; VEB Verlag Technik, Berlin 1972

[2] *Ausborn, W.:* Elektronik-Bauelemente; VEB Verlag Technik, Berlin 1973

[3] *Amthor, W., Rudolph, A.:* Schwingungserzeugung; VEB Verlag Technik, Berlin 1969

[4] *Apel, K.:* Elektronische Zählschaltungen; Telekosmos-Verlag – Frankh'sche Verlagsbuchhandlung, Stuttgart 1967

[5] *Balcke, E., Heisterberg, J.:* Formel- und Aufgabensammlung der HF- und Verstärkertechnik; VEB Verlag Technik, Berlin 1969

[6] *Baranowski, J., Jankowski, T.:* Transistorschaltungen in der Impulstechnik; VEB Verlag Technik, Berlin 1966

[7] *Bartels, K., Oklodzija, B.:* Schaltungen und Elemente der digitalen Technik; Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik, Berlin-Borsigwalde 1965

[8] *Bruß, H.:* Proportionalsteuerung; Verlag Frech, Stuttgart-Botnang 1969

[9] *Bruß, H.:* Transistorschaltungen für die Modellfernsteuerung; Heft 93/94 der »Radio-Praktiker-Bücherei«, Franzis-Verlag, München 1969

[10] *Bruß, H.:* Transistorsender für die Fernsteuerung; Heft 104 der »Radio-Praktiker-Bücherei«, Franzis-Verlag, München 1964

[11] *Conrad, W.:* Elektronik-Funktechnik; Meyers Taschenlexikon, VEB Bibliographisches Institut, Leipzig 1972

[12] *Diefenbach, W. W.:* Transistor-Handfunk-Sprechgerät; J. Schneider-Verlag, Berlin-West 1968

[13] *Eckhardt, D., Groß, W.:* Grundlagen der digitalen Schaltungstechnik; Militärverlag der DDR, Berlin 1973

[14] *Ehrhardt, A.:* Fernsteuerung; Heft 14 der Reihe »Automatisierungstechnik«, VEB Verlag Technik, Berlin 1964

[15] *Fischer, G. O. W.:* Mehrkanalfernsteuerung; Verlag Frech, Stuttgart-Botnang

[16] *Fischer, H.-J.:* Einführung in die Dioden- und Transistortechnik, Teil 1: Diodentechnik; Band 104 der Reihe »electronica«, Deutscher Militärverlag, Berlin 1971

[17] *Fischer, H.-J.:* Einführung in die Dioden- und Transistortechnik, Teil 2: Transistortechnik; Band 105 der Reihe »electronica«, Deutscher Militärverlag, Berlin 1971

[18] *Fischer, H.-J.:* Transistortechnik für den Funkamateur; Deutscher Militärverlag, Berlin 1968

[19] *Fischer, H.-J., Schlenzig, K.:* Schaltungssammlung für den Amateur; Deutscher Militärverlag, Berlin 1969

[20] *Franz, D.:* Chemische Stromquellen; Band 79 der Reihe »Der praktische Funkamateur«, Deutscher Militärverlag, Berlin 1968

[21] *Funke, R., Liebscher, S.:* Grundschaltungen der Elektronik; VEB Verlag Technik, Berlin 1969

[22] *Garten, W.:* Bleiakkumulatoren; VDI-Verlag, Düsseldorf 1969

[23] *Geiger, K.:* Modulation, Vorgang und Theorie; VEB Verlag Technik, Berlin 1969

[24] *Glaser, W., Kohl, G.:* Mikroelektronik; VEB Fachbuchverlag, Berlin 1970

[25] *Greif, H.:* Messen, Steuern und Regeln für den Amateur; Deutscher Militärverlag, Berlin 1971

[26] *Hein, H.:* Transistoren in der HF-Eingangsschaltung; Frankh'sche Verlagsbuchhandlung, Stuttgart 1967

[27] *Hellbarth, H.:* Transistortechnik für Kurzwellenamateure; Centrex Verlag, Eindhoven 1967

[28] *Hildebrand, L.:* Elektronische Fernsteuerung; J.-Schneider-Verlag, Berlin-West 1965

[29] *Hoyer, G.:* Fernsteuerempfänger; Neckar-Verlag, Villingen 1964

[30] *Hoyer, G.:* Fernsteuerempfänger mit Si-Transistoren; Neckar-Verlag, Villingen 1964

[31] *Hoyer, G.:* Fernsteuersender; Neckar-Verlag, Villingen 1964

[32] *Huber, R.:* Trockenbatterien; VDI-Verlag, Düsseldorf 1968

[33] *Jakubaschk, H.:* Das große Elektronikbastelbuch; Deutscher Militärverlag, Berlin 1968

[34] *Jakubaschk, H.:* Fernsteuerexperimente Teil 1; Band 92 der Reihe »electronica«, Deutscher Militärverlag, Berlin 1970

[35] *Jakubaschk, H.:* Fernsteuerexperimente Teil 2; Band 93 der Reihe »electronica«, Deutscher Militärverlag, Berlin 1970

[36] *Jakubaschk, H.:* Messen — aber wie?; Band 5 der Reihe »Der junge Funker«, Deutscher Militärverlag, Berlin 1969

[37] *Kaczmarek, H.:* Tausend Tips für den Amateurelektroniker; Deutscher Militärverlag, Berlin 1969

[38] *Kinzelbach, R.:* Stahlakkumulatoren; VDI-Verlag, Düsseldorf 1968

[39] *Koch, H.:* Transistorempfänger; Franzis-Verlag, München 1974

[40] *Koch, H.:* Transistorsender; Franzis-Verlag, München 1970

[41] *Kramer, M.:* Impulstechnik mit Transistoren, Band 97 der Reihe »electronica«, Deutscher Militärverlag, Berlin 1970

[42] *Kronjäger, O.:* Amateurtechnik, Militärverlag der DDR, Berlin 1973

[43] *Kühn, E., Schmied, H.:* Integrierte Schaltkreise; VEB Verlag Technik, Berlin 1972

[44] *Kühne, H.:* Sinus- und Impulsgeneratoren, Band 107 der Reihe »electronica«, Deutscher Militärverlag, Berlin 1972

[45] *Lemke:* Der Transistor im ZF-Verstärker; Frankh'sche Verlagsbuchhandlung, Stuttgart 1967

[46] *Lennartz, H., Taeger, W.:* Transistorschaltungstechnik; Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik, Berlin-Borsigwalde 1963

[47] *Metz, J., Merbeth, G.:* Schaltalgebra – Grundlagen digitaler Schaltungen; VEB Fachbuchverlag, Leipzig 1970

[48] *Miel, G.:* Fernsteuerungen, selbstgebaut, Teil 1: Senderschaltungen; Band 108 der Reihe »electronica«, Deutscher Militärverlag, Berlin 1972

[49] *Miel, G.:* Fernsteuerungen, selbstgebaut, Teil 2: Empfängerschaltungen; Band 109 der Reihe »electronica«, Deutscher Militärverlag, Berlin 1972

[50] *Miel, G.:* Digitale Fernsteuerung, Teil 1: Senderschaltungen; Band 120 der Reihe »electronica«, Militärverlag der DDR, Berlin 1973

[51] *Miel, G.:* Digitale Fernsteuerung, Teil 2: Empfängerschaltungen; Band 121 der Reihe »electronica«, Militärverlag der DDR, Berlin 1973

[52] *Möschwitzer, A.:* Elektronische Halbleiterbauelemente; VEB Verlag Technik, Berlin 1973

[53] *Möschwitzer, A.:* Halbleiterelektronik; VEB Verlag Technik, Berlin 1971

[54] *Morgenroth, O.:* Vom Schaltzeichen zum Empfängerschaltplan; Band 15 der Reihe »Der junge Funker«, Militärverlag der DDR, Berlin 1974

[55] *Müller-Vogt, G.:* Lichtfernsteuerung für Auto- und Bootsmodelle; Verlag Frech, Stuttgart-Botnang 1973

[56] *Nelepez, W. S., Nelepez, W. W.:* Impulsschaltungen in funktechnischen Kreisen; Deutscher Militärverlag, Berlin 1965

[57] *Pabst, B.:* Fehlersuche in Transistorempfängern; VEB Verlag Technik, Berlin 1972

[58] *Pabst, B., Finke, K.-H.:* Rundfunk-Fernsehbauteile; VEB Verlag Technik, Berlin 1971

[59] *Philippow, E.:* Taschenbuch Elektrotechnik; Band 1, Band 2, Band 3; VEB Verlag Technik, Berlin 1969

[60] *Pitsch, H.:* Einführung in die Rundfunkempfangstechnik; Akademische Verlagsgesellschaft, Leipzig 1969

[61] *Pitsch, H.:* Lehrbuch der Funkempfangstechnik, Band 1, Band 2; Akademische Verlagsgesellschaft, Leipzig 1964

[62] *Rabe, E.:* Fernsteuer-Hobby; Richard Pflaum Verlag, München 1972

[63] *Rabe, E.:* Moderne Fernlenkanlagen; Neckar-Verlag, Villingen 1974

[64] *Richter, H.:* Das große Fernsteuerbuch; Frankh'sche Verlagsbuchhandlung, Stuttgart 1966

[65] *Richter, H.:* Impulspraxis, Band 2: Halbleiterschaltungen; Frankh'sche Verlagsbuchhandlung, Stuttgart 1961

[66] *Rint, C.:* Handbuch für Hochfrequenz und Elektrotechniker, Band 1 bis Band 8; Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik, Berlin-Borsigwalde 1969

[67] *Rothammel, K.:* Antennenbuch; Deutscher Militärverlag, Berlin 1969

[68] *Rothe, G., Spindler, E.:* Antennenpraxis; VEB Verlag Technik, Berlin 1971

[69] *Rumpf, K.-H.:* Bauelemente der Elektronik; VEB Verlag Technik, Berlin 1973

[70] *Rumpf, K.-H., Pulvers, M.:* Transistor-Elektronik; VEB Verlag Technik, Berlin 1967

[71] *Sabrowski, L.:* Der leichte Start zum Funkfernsteuern; Franzis-Verlag, München 1970

[72] *Schlenzig, K.:* Amateurtechnologie, Deutscher Militärverlag, Berlin 1969

[73] *Schlenzig, K.:* Wege zum Gerät, Band 14 der Reihe »Der junge Funker«, Deutscher Militärverlag, Berlin 1970

[74] *Schröder, H.:* Elektrische Nachrichtentechnik, Band 1, Band 2, Band 3; Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik, Berlin-Borsigwalde 1972

[75] *Schubert, K.-H.:* Das große Radiobastelbuch; Deutscher Militärverlag, Berlin 1974

[76] *Schure, A.:* Kristalloszillatoren; VEB Verlag Technik, Berlin 1962

[77] *Schwertfeger, H.-J.:* Grundlagen der elektronischen digitalen Schaltungstechnik; Transpress VEB Verlag für Verkehrswesen, Berlin 1971

[78] *Shea, R. F.:* Transistortechnik; VEB Verlag Technik, Berlin 1961

[79] *Stohn, R.:* Akkumulatoren und Akkumulatorenanlagen; VEB Verlag Technik, Berlin 1959

[80] *Streng, K. K.:* abc von Elektronenröhre und Halbleiterbauelement; Militärverlag der DDR, Berlin 1973

[81] *Streng, K. K.:* abc der Niederfrequenztechnik; Deutscher Militärverlag, Berlin 1969

[82] *Streng, K. K.:* abc der Stromversorgungstechnik; Militärverlag der DDR, Berlin 1972

[83] *Streng, K. K.:* Halbleiterschaltungen aus der Literatur, Teil 1; Band 115 der Reihe »electronica«, Militärverlag der DDR, Berlin 1973

[84] *Streng, K. K.:* Halbleiterschaltungen aus der Literatur, Teil 2; Band 117 der Reihe »electronica«, Militärverlag der DDR, Berlin 1971

[85] *Vilbig, F.:* Lehrbuch der Hochfrequenztechnik, Band 1 und Band 2; Akademische Verlagsgesellschaft, Geest und Portig, Leipzig 1960

[86] *Wahl, R.:* Elektronik für Elektromechaniker; VEB Verlag Technik, Berlin 1973

[87] *Witte, E.:* Blei- und Stahlakkumulatoren: Verlag Krauskopf, Mainz 1967

[88] *Wojciechowski:* Zdalne, Kierowanie modeli; Wydawnictwa Komunikacjci i Lacznosci, Warszawa 1971

[89] *Wöltge, H.:* Grundlagen der Nachrichtentechnik – Funksendetechnik; Transpress VEB Verlag für Verkehrswesen, Berlin 1972

Zeitschriften

[90] »Flugmodell-Technik« (BRD)
[91] »FUNKAMATEUR« (DDR)
[92] »Funkschau« (BRD)
[93] »Funktechnik« (BRD)
[94] »hobby bulletin« (Niederlande)
[95] »Ilmailu« (Finnland)
[96] »Jugend und Technik« (DDR)
[97] »Mlad Konstruktor« (Bulgarien)
[98] »modelar« (ČSSR)
[99] »Modelarz« (Polen)
[100] »Modelist Konstruktor« (UdSSR)
[101] »Modell« (BRD)
[102] »Modellbau heute« (DDR)
[103] »Modellezes« (Ungarn)
[104] »Modelistica« (Italien)
[105] »Praktiker« (Österreich)
[106] »Radio-Control Modeler« (USA)
[107] »Radio Control Models and Elektronics« (GB)
[108] »radio-fernsehen-elektronik« (DDR)
[109] »Radio Modeler« (GB)
[110] »radio-Modelisme« (Frankreich)

10. Schlagwortverzeichnis

Abbruchspannung 66
A-Betrieb 113
Abgleich, Fernsteueranlage 287
Abgleicharbeiten 287
Abstandsverhältnis 273
Abwärtsmodulation 141
Abwärtsregelung 175
additive Mischung 127
Akkumulator 211, 217
Akkumulatorstecker 268
Alkali-Mangan-Element 211
alpha 2007 323
AM-Demodulation 184
Ampere-Stunde 211
Amplitudenmodulation 138
amplitudenmodulierte HF-Schwingung 139
analoge 1-Kanal-Proportionalsteuerung 40
Analog-Proportionalanlage 38
Ankerwinde, Betätigen 91
Ansprechbreite 25
Ansprechempfindlichkeit 152
Antenne 128, 172
—, künstliche 290, 291
Antennenanbringung am Modell 282
Antennenbefestigung 253, 254
Antennenhöhe 129
Antennenimpedanz 131
Antennenkenngröße 129
Antennenverlängerungsspule 134
Antennenverlustwiderstand 131
Antennenwirkungsgrad 131
Antennenzuleitung 284
Antrag zur Funkanlage 17
Antriebsanlage, Einbau in Schiffsmodell 277
Auflösevermögen, Prüfen 300
Aufnahmeorgan 199
Aufschalteinrichtung, analoge 1-Kanal-Proportionalsteuerung 40
— für digitale Proportionalkommandos 71ff.
— für Schaltstufenkommandos 35
Aufwärtsmodulation 141
Aufwärtsregelung 177
Ausbreitungsgeschwindigkeit 129
Ausgangsleistung 115
Ausgangsnetzwerk 118
Austastimpuls 42
automatische Vorspannungsregelung 175
Automodell 12
—, Einbau der Fernsteueranlage 279
AVR 175

Babyzelle 212
Bandausnutzung 21
Batterie 211
—, Kennwerte von Klemmenspannung 231
—, Typenübersicht 212
Batteriefach 215
Batteriespannungskontrolle SUPERPROP 330
Bauch 129
Bauchsender 249
B-Betrieb 113
Beiboot, Aussetzen 91
Bessel-Funktion 147
Betriebsbereitschaft, Kontrolle 257
Betriebsspannungskontrolle 257
Betriebszeit, Kontrolle 281
bistabiler Multivibrator 56
Blei-Akkumulator 224
Blindwiderstand 131
Blubbern 214
Braunstein 211
Breitband-FM 148
Brückenschaltstufe 36, 37
Brückenverstärker 72

Camping-Ladegerät 240
C-Betrieb 113
Central-Loading-Coil 134
CLC-Antenne 134
Collins-Filter 118
Colpitts-Schaltung 27

Dämpfung, elektronische 76

Darlington-Schaltung 33
Dekoder, analoge 1-Kanal-Proportionalsteuerung 40
Dekodiereinrichtung 56
Dekodierung, NF-Bandaufteilung 27
Demodulation 153
Demodulator 152
Demodulatorstufe 184
Depolarisator 211
Detektor 152
Dezipendler 167
D-Flip-Flop 60
Differenzfrequenz 127
Digitalanlage 316
Digitaldekoder 187
Digitalempfänger 266
digitale Proportionalkommandos, Aufschalteinrichtung 71ff.
Digitalkodierung, Empfängerimpulsteil 56ff.
—, Senderimpulsteil 43
Digital-Proportionalanlage 42
Digitalsender, Impulsabgleich 289
Digitalservo 80
—, Impulsabgleich 289
Digitron, Empfängerimpulsteil 57
Diodenprüfer 298
Dipol 128
direkte Demodulation 153
direktgekoppelter NF-Verstärker 198
Doppelsuperprinzip 196
Doppelsuper SUPERPROP 331
Doppel-π-Filter 121
drahtlose Kommandoübertragung 102
Drehmoment, stufenlose Regelung 100
Drehrichtungsumkehr 99
Drehzahl, stufenlose Regelung 100
Drehzahlmesser, elektronischer 306ff.
—, —, Abgleich 309
—, —, Eichung 309
Dreifachsimultanbetrieb 34
Dreipunktschaltung, kapazitive 27
dreistufiger Sender-HF-Teil 122, 145, 146
Drucktaster 258
Durchlaßzustand 65
durchstimmbarer Sinusgenerator 310

effektive Antennenhöhe 129
Eichservo 289
Einbauladegerät 232
Einbaumeßinstrument 256
Einseitenbandmodulation 151
Einziehfahrwerk 86
—, Betätigen 91
Elektrolyt 211
Elektromotor, Entstörung 283
elektronische Dämpfung 76
—Modellfernsteuerung, allgemeine Probleme 18
elektronischer Drehzahlmesser 306ff.
— —, Abgleich 309
— —, Eichung 309
Element 211
Emitterstrom-Kollektorspannungs-Änderung 177
Empfänger, HF-Abgleich 292
—, induktive Fernsteuerung 199
— in Steckbauweise 268
Empfängerimpulsteil, Digitalkodierung 56
Empfängertechnik 266
Empfangsfeldstärke 22
Endabgleich 292
Endstufe 112, 114
Entladedauer 215
Entladen 223, 227
Entladespannung 213
Entladestromstärke 215
Entladezeit 213
Entstörfilter 284
erdsymmetrische Stabantenne 132
Erdwiderstand 133
Ersatzantenne 290, 291

Fahrmotorsteuerung 100
Fahrtregler 71, 93ff.
— mit Umpolaggregat 99
—, Zusatz zum Servo 100
Fahrtreglerzusatz 100
Fajtoprop, Digitalkodierung 61
—, Fernsteuersuper 186
—, Senderimpulsteil 47
Farbkode, Bauelemente 333, 334
federneutralisierende Rudermaschine 35
Fehlersuche 294ff.
Feinheit, Kommando 14
Feldstärkemeßgerät 154
Feldverteilung 132
—, Antenne 128
Fernlenkung 14
Fernsteueranlage, Abgleich 287
—, Einbau in Automodell 279
—, Einbau in Flugmodell 278
—, Einbau in Schiffsmodell 277

—, Handhabung 269
—, Konstruktion, Handhabung, Service 243ff.
—, Schaltungsunterlage 312ff.
Fernsteuerempfänger, Handhabung 276
—, Junior 5 314
Fernsteuersender, Daten 243
—, Handhabung 271
— Junior 5 313
Fernsteuersuper 168ff.
Fernsteuerung 13
—, induktive 198
Fernwirktechnik, System 13
Flachbatterie 213
Flip-Flop 56
—, getaktetes 60
Flugmodell, Einbau der Fernsteueranlage 278
—, vollkunstflugtauglich 10
FM-Demodulation 191
FM-ZF-Demodulator 191
FM-ZF-Verstärker 187
Fotodiode 204
fotoelektrischer Wandler 204
Fotoelement 204
Fototransistor 204
Fotowiderstand 204
fremdgesteuerte Mischstufe 180
— Pendelaudion 156
Frequenz 129
frequenzabhängiger Spannungsteiler 160
Frequenzabweichung 28
Frequenzbereich, Funkfernsteuerung 18
Frequenzhub 147
Frequenzkodierung 25
— des Proportionalkommandos 38
frequenzkonstanter LC-Oszillator 105
Frequenzkonstanz 28, 104
Frequenzmodulation 147
Frequenzspektrum, amplitudenmodulierte HF-Schwingung 139
—, frequenzmodulierte Schwingung 147
Frequenzvervielfacher 122
Funkanlage, Antrag 17
Funkentstörungsmaßnahmen 19
Funkfernsteuerung, Frequenzbereiche 18
Funktionsprobe 285, 294
Fußpunktspule 135
Futaba, Fernsteuersuper 185

galvanisches Element 211
Gegengewicht 135
Gegentaktbetrieb 113
Gegentaktsinusoszillator 199
Genehmigungsurkunde 17
Gerätezelle 212
geschlossener Schwingkreis 128
gesetzliche Bestimmungen 16, 335ff.
Gestänge, Einbau 280
getaktetes Flip-Flop 60
Gleichrichter, steuerbarer 64
Gleichstrominnenwiderstand 214
Gleichungsübersicht 343
Glockenkurve 26

Halbwellendipol 129
Haltestrom 65
Harmonische, Unterdrückung 124
Hartley-Schaltung, NF-Generator 29
Heizelement 212
HF-Abgleich des Empfängers 282
— des Senders 289
HF-Abstrahlung, Kontrolle 258
HF-Empfänger 151ff.
HF-Flackern 133
HF-Kommandoübertragung 102
HF-Leistungsverstärker 112
HF-Leistungsverstärkerstufe, Dimensionierung 114
HF-Oszillator 104
HF-Schwingung, amplitudenmodulierte 139
HF-Teil, Vorabgleich 289
HF-Übertragung 102ff.
HF-Verstärker 112
HF-Vorstufe 173
Hubschrauber 11

Impedanzwandler 29
Impulsabgleich des Digitalsenders 288
— des Digitalservos 289
Impulsdaten 43
Impulsdiagramm 44ff.
Impulsfolge 42
Impulsteil, Empfänger 56ff.
—, Empfänger SUPERPROP 332
—, Sender 43ff.
Impulsverstärker 198
Impulszähler 56
induktive Fernsteuerung 198
— Spannungsteilung 29
— Übertragung 198
Innenwiderstand 214, 221, 226
Intermodulation 174
internationale Normreihe 335
IS-Mikroservo 84

JK-Master-Slave-Flip-Flop 60
Junior 313

Kabel, Verlegen 280
Kanalanalysator 305
Kanalaufteilung, NF-Schaltstufe 25
—, 27,12-MHz-Fernsteuerband 20, 21
—, 433-MHz-Band 21
—, 433-MHz-Fernsteuerband 195
Kanaleinteilung, Ultraschall-Fernbedienung 207
Kanalgruppen, Kleinstfunksprechgeräte 19
Kanalknüppel 259
Kanalselektion, RC-Filter 33
Kanalsignal, Weg 31
Kapazität 211, 214, 221, 226
kapazitive Dreipunktschaltung 27
Kippstufe 44
Kleinstfunksprechgeräte, Kanalgruppen 19
Klemmenspannung 213, 220, 225
—, Kennwerte von Batterien 231
Klingelknöpfe 259
Knopfzelle 218
Knoten 129
Knüppelkonstruktion 258
Knüppelzuordnung 250
Koder 44
Kodierung, NF-Bandaufteilung 25
Kohle-Zink-Element 211
Kollektorarbeitswiderstand 115
Kollektorwirkungsgrad 115
Kommando 14
Kommandodekodierung 14
Kommandoempfänger 14
Kommandogeber 14
Kommandokodierung 24ff.
Kommandosender 14
Kommandoübertragung 102ff.
—, simultane 34
Kondensator, Farbkode 333
—, Prüfen 298
Konstantstromladegerät 232
—, vollelektronisches 238
Konstantstromladung 232
Konstruktion, Fernsteueranlage 243ff.
Kontrollempfänger 302
Kontrollgerät 297ff.
konzentrierte Selektion 184
Kraftübertragung 279
Kreuzgelenkknüppel 261, 264
Kreuzgelenk-Proportionalknüppel 263
Kreuzmodulation 174, 272
künstliche Antenne 290
Kugelgelenkknüppel 265
Kugelgelenksteuerknüppel 261
Kurzschlußstrom 214

Ladebuchse 280
Ladeendabschaltung 238
Ladegerät 231ff.
—, automatisch abschaltendes 233
—, Einstellen 237
—, vollelektronisches 238
— zum Einbau 232
Laden 222, 227
Lagerung, NK-Akkumulator 223
—, Pb-Akkumulator 226
Landeklappe, Betätigen 91
Landfunkdienste 335
Landfunkordnung 16
LC-Oszillator 105
Leak-Proof 212
Lecher-Kreis 167
Lehrer-Schüler-Betrieb 273
Leistungsmessung 290
Leistungsverstärker 117
Lenkorgan 14
Lichtempfänger 204
Lichtfernsteuerung 200
Lichtsender 201
Lichtübertragung 200
Lichtwellen, Nachrichtenübermittlung 201
Lissajous-Figur 287
Lochscheibe 204
Lochscheibenmodulator 203
logische Verknüpfung 16

Mallory-Element 211
Marconi-Antenne 172
mechanisches Filter 184
Mehrkanalanlage, Wirkungsweise 15
Meißner-Schaltung 125
Meßbereichsspreizung 257
Microprop, Fahrtregler mit Umpolaggregat 99
—, Proportionalservo 82
Microprop-Hobby, Fernsteuersuper 181
Microprop-Sport 319
Mignonzelle 212
Miniprop 316
mini-Superhet, Empfängerimpulsteil 67
Mini 2, Fernsteuersuper 176

Miniatursuper für 433 MHz 194
Mischstufe 178
Mischung, additive 127
Modellfernsteueranlage, Bestandteile 103
Modellfernsteuerung, Allgemeines 13ff.
—, elektronische, allgemeine Probleme 18
—, Frequenzbereiche 19
Modellhubschrauber 11
Modulation 138
Modulationsarten 141
Modulationsgrad 138
Modulationsverstärker 141, 151
Momentanwert 138
monostabiler Multivibrator 96
Monozelle 212
Multiplex, Fahrtregler 97
—, Proportionalservo 83, 84
—, zweistufiger Sender-HF-Teil 121
Multiplex Mini 2, Empfängerimpulsteil 63
—, Impulsteil 50
—, zweistufiger Sender-HF-Teil 143
Multiplex-Royal. Empfängerimpulsteil 62, 63
—, Senderimpulsteil 48
Multivibrator, bistabiler 56
—, monostabiler 96

Nachtrimmen 281
Nenn-Entladestromstärke 221
Netzwerk, passives 125
NF-Abgleich des Tip-Senders 287
— der Tip-Schaltstufe 288
NF-Bandaufteilung 25
NF-Diskriminator 40
NF-Generator 27
—, Frequenz, Berechnen 27
—, Hartley-Schaltung 29
—, in Wien-Brückenschaltung 30
—, zweistufiger 29
NF-Kodierung 25
NF-Schaltstufe, Kanalaufteilung 25
NF-Verstärker 198
—, Prüfen 310
Nichtlinearitäten 183
nichtneutralisierende Rudermaschine 35
Nickel-Kadmium-Akkumulator 218
niederfrequentes Störverhältnis 188
NK-Akkumulator 218
—, Entladen 223
—, Laden 222
—, Typenübersicht 220
NK-Knopfzelle 218
—, Kennwerte von Klemmenspannung 231
Normreihe, internationale 335

Oberwellen, Entstehung 26
offener Schwingkreis 128
Oszillator, quarzstabilisierter, für Schmalband-FM 149
Oszillatorfrequenz 180
Oszillatorstufe 180
Oszillograf 297

PA-Kreis 117
Paperlined-Zelle 212
Parallelresonanzstelle 106
Parallelschaltung, Batterie 223, 227
Parallelspeisung 178
Parallel-Stabilisierung 229
passives Netzwerk 125
Pb-Akkumulator 224
—, Betriebsverhalten und Parameter 225
—, Daten 225
—, Entladen 227
—, Laden 227
—, Wartung 226
Pendelaudion 24, 155ff.
—, Abgleich 160, 293
Pendelaudion-Kontrollempfänger 302
Pendelempfänger 24
Pendelfrequenzdrossel 160
Pendelfrequenzspannung 156
Pendelperiode 159
Pendelschwingung, Erzeugung 157
Pendelspannung 159
Personenrufempfänger 194, 195
PF 156
Pfeifen 214
Pflegearbeiten 287
Picoprop, Fernsteuersuper 180
—, zweistufiger Sender-HF-Teil 117
Piezofilter 184
Pilot, dreistufiger Sender-HF-Teil 122
Planetengetriebe 85
positive Rückkopplung 26
Power Amplifier 117
Primärelement 211ff.
Primärstromquelle, Betriebsverhalten und Parameter 213
—, Reaktivieren 216
Proportionalanlage 38
Proportionalfernsteuerung 38
Proportionalkommando, digitales, Aufschalteinrichtung 71ff.

—, Frequenzkodierung 38
Proportionalservo 39
— mit Ruderhebel 85
— mit Steuerschieber 85
Proportional-Steuerknüppel 260, 261
Proportionalsteuerung 15
Prüfgerät 297ff.

Quarzhaltekapazität 106
Quarzoszillator 107, 111
quarzstabilisierter HF-Oszillator 106, 107
— Oszillator für Schmalband-FM 149
Quecksilberoxidelement 211

Radiosichtweite 136
Ratiodetektor 187
Rauschfaktor 175
rauschspannungsgesteuerte Relaisstufe 24
Rauschzahl 175
RC-Filter 33
RC-gekoppelte Impulsverstärker 198
RC-Generator 34
Reaktivierungsstrom 217
Reaktivierungsverfahren 216
Reaktivierungszeit 217
Rechteckgenerator 297, 298
Referenzgenerator 72, 96
Regelspannung, Messen 293
Regelumfang 183
Regelung 175
—, stufenlose 100
Regelverstärker 39
Reihenresonanzstelle 106
Reihenschaltung, Batterie 223, 227
Reihenspeisung 178
Relaisschaltstufe, rauschspannungsgesteuerte 24
— mit RC-Filter 33
Relaiszusatz für Servoelektronik 89
Resonanzstellen, unerwünschte, Beseitigen 127
Resonanzwiderstand, Berechnen 32
Ringzähler 52
Royal, Fernsteuersuper 176
RS-Flip-Flop 99
Ruder 14
—, Einbau 280
Rudermaschine 35
Ruderservo 71
—, Mechanik 82
Rückkopplung, positive 26
Rückkopplungsnetzwerk 26
Rückstellgenauigkeit 300
Rückwärtsdämpfung 175
Rückwärtsrichtung 66
Rückwirkung 182
Rückwirkungsleitwert 182
Rüdenbergsche Gleichung 130

Saba 208, 209
Sammler 211, 217
Schaltkommando 24
—, Frequenzkodierung 25
Schaltrichtung 65
Schaltschema für Schiffsmodellbetrieb 315
Schaltservo 71
Schaltspannung 65
Schaltstufe 31
Schaltstufenkommando, Aufschalteinrichtung 35
Schaltverstärker 86
Schieberegister 61
Schieberegisterstufe 68
Schiffsmodell, Einbau der Fernsteueranlage 277
—, Klasse F2 11
—, Umschaltstufe 314
Schlankheitsgrad 130
Schmalband-FM 148
—, Super für 191
Schumacher-Pendelaudion 156
Schutzschaltung für Trockenakkumulator 227
Schwingkreis 128
Schwingkreiswirkungsgrad 113
Schwingquarz 106
—, Bezeichnungssystem 108
Schwingsicherheit 111
Schwundregelung, verzögerte 186
Segeljacht Klasse F5 M 92
Segelverstellung 86
Segelwinde 71, 90ff.
—, Schaltverstärker 87
Seitenband 139
Seitenbandleistung 139
Sekundärelement 211, 217ff.
selbstgesteuertes Pendelaudion 156
selbstschwingende Mischstufe 180
Selektion, konzentrierte 184
Selektionsvierpol 181
Sendearten, Kennzeichnung 23
Sender, Haltung 247
—, HF-Abgleich 289
—, induktive Fernsteuerung 198
Senderbreite 140

Sendergehäuse 244
Senderhandhabung 249
Sender-HF-Teil 104
—, dreistufiger 122, 145, 146
—, SUPERPROP 328
—, zweistufiger 117, 141ff.
—, —, mit Doppel-π-Filter 121
—, —, mit π-Filter 121
Senderimpulsteil 43ff.
—, SUPERPROP 327
Senderkanalwahl 248
Senderkanalkennzeichnung 248
Sendermechanik 244
Service, Fernsteueranlage 243ff.
Servicearbeiten, Hinweise 286
Servo, Abgleich 76
—, analoge 1-Kanal-Proportionalsteuerung 40
—, Anforderungen 81
—, Einbau 278
Servoelektronik 71ff.
—, Microprop Sport 322
—, Mini-Prop 317
—, mit Relaisausgang 88
—, Relaiszusatz 89
—, Simprop 325
Servogetriebe 39
Servomatic 36
Servomatic 15, Prop, Proportionalservo 82
Servomotor 39, 72
Servopotentiometer 39, 72
Servoprüfer 299, 300
Servostecker 268
Servoverstärker 39
Sicherheitsabstand 140
Signal-Rausch-Verhältnis 175
Silizium-Tetrode 64
Simprop alpha 2007 323
simultane Kommandoübertragung 34
Simultan-Proportionalanlage 38
Simultanschalter 34, 35
Simultansteuerung 15
single side band 151
Sinusgenerator, durchstimmbarer 310
Sinus-Rechteckgenerator 310
Spannungsstabilisierungsschaltung 227
Spannungsteiler, frequenzabhängiger 160
Spannungsteilung, induktive 29
Speedschalter 101
Sperrschwinger 242
Sperrzustand 65
Spiegelfrequenz 179
Spiegelfrequenzfestigkeit 179
SSB 151
Stabantenne, Entstehung 132
Stabbatterie 213
Stabelement 212
Stabilisierung der Betriebsspannung 227
Stabilisierungsmaßnahmen 228
start, zweistufiger Sender-HF-Teil 142
start dp, Fernsteuersuper 177
—, Servoelektronik 77
—, zweistufiger Sender-HF-Teil 144
start dp 5, Empfängerimpulsteil 69
—, Senderimpulsteil 47
Stellgeschwindigkeit, Prüfen 300
Stellkraft 82
Stellservo 71
steuerbarer Gleichrichter 64
Steuerfunktion, Zuordnung 249
Steuerknüppel 258
Steuerleistung 115
Steuertrimmung 261
Stirnradgetriebe 85
Störabstand 22
Stör-/Nutz-Verhältnis 189
Störverhältnis, niederfrequentes, Berechnung 188
Strahlungsleistung 130
Stromflußwinkel 113
Stromquelle 211
—, Prüfen der Leistungsfähigkeit 216
Stromversorgung 210ff.
stufenlose Regelung 100
Summenfrequenz 127
Super, Abgleich 168ff., 293
— für Schmalband-FM 191
Superhet 168ff.
Superhetempfänger 168ff.
Superhet-Kontrollempfänger 303
Super-IS-Servo 83
SUPERPROP 326
Superregenerativempfänger 156
synchrones Flip-Flop 60
Synchronisationspause 43

Taktgeber 35
Tantalkondensator, Farbkode 334
TELE-NAUT, Fahrtregler 95
Teleprop, Fernsteuersuper 185
Thyristor 64
Thyristor-Tetrode 64
Tiefentladungsschutzschaltung 229
Tiefpaß 160
Tip-Anlage 24

Tip-Schaltstufe, NF-Abgleich 288
Tip-Sender, NF-Abgleich 287
Tip-Tip-Steuerung 14
Tongenerator, analoge 1-Kanal-Proportionalsteuerung 40
Torstufe 34, 35
Totbereich 81
Transformatormodulation 141
Transistorprüfer 298
Transverter 242
Treiberstufe 113
Treiberstufenmodulation 146
Trigger 50
Trimmhebel 262
Trimmung 260
Trimmvorrichtung 261
Trockenbatterie, Typenübersicht 212
Trockenelement 211
—, Typenübersicht 212

Überlagerung 15
Überlagerungsempfänger 168ff.
Überlagerungsverfahren 34
übersteuerter Verstärker 50
Übertragung, induktive 198
UHF-Fernsteuersender, Abgleich 127
UKW-Wellen, Ausbreitung 138
Ultraschallempfänger 208
Ultraschall-Fernbedienung 207
Ultraschallfrequenz 207
Ultraschallgenerator 207
Ultraschallsender 207
Ultraschall-Übertragung 207
Umpolung 223
Umschaltstufe für Schiffsmodell 314

Varaktor 125
variophon, zweistufiger Sender-HF-Teil 141
Varioprop, Servobaustein 78, 79
—, Superhet 173
Varioprop-Empfänger 66
Varioprop 6, Senderimpulsteil 51
Varioprop 8 S, dreistufiger Sender-HF-Teil 146
—, Senderimpulsteil 55
Varioprop 12, Senderimpulsteil 53
—, zweistufiger Sender-HF-Teil 143
Vergleichsstufe 72
Verknüpfung, logische 16
Verknüpfungsschaltung 16
Verknüpfungstabelle 16
Verkürzungsfaktor 131
Verlängerungsspule 133
Verlustleistung 115
Verstärker, übersteuerter 50
Verträglichkeitsprüfung 273
Vervielfacherstufe 123
verzögerte Schwundregelung 186
Vierschichtdiode 64
vierstufiger Fernsteuersender 124
vollelektronisches Ladegerät 238, 239
vollintegrierte Servoelektronik 80, 81
vollkunstflugtaugliches Flugmodell 10
Vorabgleich des HF-Teils 289
Vorspannungsregelung, automatische 175
Vorwärtsrichtung 66

Wandler, fotoelektrischer 204
Wärmewiderstand 116
Wasserflugmodell 42
Wechselspannungsverstärker 31
Wechselstrominnenwiderstand 214
Wellenlänge 129
Wellenwiderstand 130
Werkzeugkiste 285
Widerstand, Farbkode 333
—, Prüfen 298
Wien-Brückenschaltung, NF-Generator 30
Windungszahl, Berechnen 28
wirksame Antennenhöhe 129
Wirkungsgrad 131

Yagi-Antenne 136

Z-Dioden-Grundschaltung 228
Zeitkonstante 44
Zeitmultiplexverfahren 15, 34
Zelle 211
Zeller-Kreis 124
Zentralladespule 134
ZF-Bandbreite 170
ZF-Stufe 181
Zündbedingung 65
Zündimpuls 68
Zweifachsimultanbetrieb 34
Zweipol 128
zweistufiger NF-Generator 29
— Sender-HF-Teil 117, 141ff.
— —, mit Doppel-π-Filter 121
— —, π-Filter 121
Zwischenfrequenz 170

$\lambda/2$-Dipol 129
$\lambda/4$-Stabantenne 172
π-Filter 118

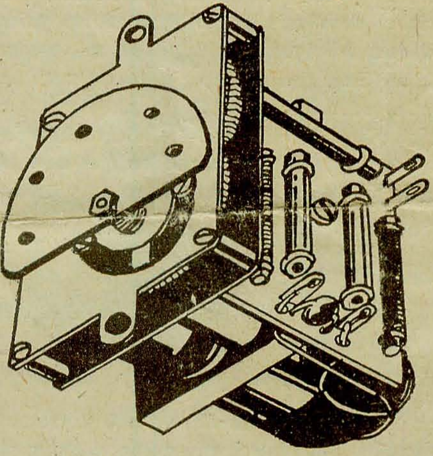
5/8-λ-Stabantenne 136
1-Kanal-Proportionalanlage 38
1-Kanal-Rudermaschine 36
1-Kanal-Sender, induktive Fernsteuerung 198
1-Kanal-Tip-Anlage 24
2-Kanal-Digitalempfänger Mini-Prop 317
2-Kanal-Digitalsender Mini-Prop 316
2-Kanal-Proportionalknüppel 216
2-Kanal-Proportionalsender 50
2-Kanal-Relaisstufe 31, 33
2-Kanal-Rudermaschine 36
4-Kanal-Dekoder 57
4-Kanalempfängerimpulsteil 57
4-Kanal-Proportionalsender, Senderimpulsteil 44
4-kHz-Sicherheitsabstand 140
4-Takt-Schieberegister 61
6-Kanal-Digitalempfänger Sport 6 321
6-Kanal-Digitalsender Sport 6 319
6-Kanal-Proportionalsender, Impulsteil 53
7-Kanal-Digitalempfänger alpha 2007 324
7-Kanal-Digitalsender alpha 2007 323
27,12-MHz-Fernsteuerband, Kanalaufteilung 20, 21
433-MHz-Band, Kanalaufteilung 21
433-MHz-Fernsteuerband, Kanalaufteilung 195
433-MHz-Miniatursuper 194

1. Auflage, 1976, 1.–20. Tausend
© Militärverlag der
Deutschen Demokratischen Republik (VEB) – Berlin, 1976
Lizenz-Nr. 5
LSV 3539
Lektor: Dipl.-Phys. Hans-Joachim Mönig
Zeichnungen: Gudrun Maraun
Schutzumschlag und Einband: Peter Mauksch
Korrektor: Johanna Pulpit
Typografie: Helmut Herrmann
Hersteller: Ingeburg Zoschke
Printed in the German Democratic Republic
Gesamtherstellung: Grafischer Großbetrieb Völkerfreundschaft Dresden
Redaktionsschluß: 20. August 1975
Bestellnummer: 745 759 3
EVP DDR 12,80 M

Betriebsanweisung

für die

Proportional-Rudermaschine



»Servomatic 15 S«

VEB Kfz.-Zubehör

8237 Reinhardtsgrimma Hauptstraße 42

Proportional-Rudermaschine Servomatic 15 S

Die Proportional-Rudermaschine Servomatic 15 S dient in Verbindung mit einer Proportional-Fernsteuer-Anlage zur Fernlenkung von Flug-, Schiffs- und Automodellen. Die Besonderheit gegenüber den Zweikanal-Rudermaschinen Servomatic 11 . . . 13 besteht darin, die Stellung der Rudermaschine und damit das Lenk- oder Funktionsorgan des Modells stufenlos verändern zu können. Dadurch läßt sich eine wesentlich genauere und damit nahezu vorbildgetreue Steuerung des Modells erreichen.

Die Proportional-Rudermaschine Servomatic 15 besteht aus einem funkentstörten Präzisions-Elektromotor mit 5teiligem Kollektor, einem mehrstufigen Untersetzungsgetriebe, dem mit der Abtriebsachse gekuppelten Rückmeldepotentiometer und dem 5adrigen Anschlußkabel mit Stecker. Auf der Abtriebsachse befindet sich die Stellscheibe, deren Stellung nach Lösen der Haltemutter in Stufen verändert werden kann. Die Dreipunkt-Befestigung der Proportional-Rudermaschine erfolgt im Modell mittels M3-Schrauben unter Verwendung von Unterlegscheiben. Dabei dürfen die Schrauben nur so fest angezogen werden, daß einerseits eine genügende Halterung erreicht wird und andererseits eine gewisse Beweglichkeit in den Gummipuffern verbleibt, um mechanische Schwingungen höherer Frequenz von der Rudermaschine fernzuhalten (speziell bei Modellen mit Verbrennungsmotor).

Durch das am unteren Ende der Abtriebsachse befindliche Rückmelde-Potentiometer arbeitet die Rudermaschine Servomatic 15 S in Verbindung mit einem Servoverstärker als Nachlaufregler.

Dies bedeutet, daß der Elektromotor über das Untersetzungsgetriebe die Stellscheibe solange verstellt, bis Übereinstimmung mit der am Steuerknüppel des Senders gewählten Stellgröße erreicht wird. Durch dieses Prinzip erhält man eine hohe Stellgenauigkeit und eine hohe Stellkraft bis nahe an den Abgleichpunkt.

> Dabei ist es wichtig, daß die Rudermaschine ihren Abgleichpunkt (= stromloser Zustand) stets erreichen kann und nicht durch mechanische Anschläge des Ruders oder des Steuergestänges daran gehindert wird.

Ein vor dem Abgleichpunkt liegender mechanischer Anschlag hat zur Folge, daß dauernd ein hoher Motorstrom fließt (ca. 750 mA) und dadurch die Speisebatterie rasch entladen wird. Schwergängige Ruderscharniere oder klemmende Steuergestänge bewirken bereits einen erhöhten Stromverbrauch. Besondere Aufmerksamkeit erfordert die Motordrossel: Weder die Vollgas- noch die Leerlauf-Stellung dürfen mechanisch begrenzt sein.

Die Prüfung auf elektrischen Abgleich erfolgt zweckmäßig so, daß bei langsamer Verstellung des Steuerknüppels am Sender der proportionale Lauf der Rudermaschinen-Stellscheibe beobachtet wird. Bis zum Anschlag des Steuerknüppels muß die Stellscheibe gleichmäßig folgen können. Diesen Versuch führt man für beide Knüppelrichtungen bei allen eingebauten Rudermaschinen durch.

Die 5 Anschlüsse der Proportional-Rudermaschine Servomatic 15 haben folgende Bedeutung, wobei das Zahlenschema der 5poligen Diodenbuchse verwendet wird.

Anschluß 1 (weiß) Motormasse und Gehäuse (zur Batterie-Mitte)
Anschluß 2 (rot) Potentiometer-Ende 1
Anschluß 3 (schwarz) Potentiometer-Ende 2
Anschluß 4 (gelb) Motor-Anschluß (zum Verstärker-Ausgang)
Anschluß 5 (grün) Potentiometer-Schleifer.

Im Zusammenwirken mit den erforderlichen Servoverstärkern können Abweichungen der Null- und Endstellung der Rudermaschine auftreten. Bei Verwendung des Servoverstärkers der Anlage „start dp“ (Hersteller PGH Radio – Fernsehen Freiberg) kann der Weg zwischen den Endstellungen mit dem eingebauten Einstellregler verändert werden.

Die Nullstellung der Rudermaschine ist nach Verdrehen des Schleifers des eingebauten Rückstellpotentiometers zu korrigieren.

Zu dieser Einstellung ist das Gehäuse abzunehmen und die Befestigungsschraube des Schleifers zu lösen. Da sich mit dem Verändern der Endausschläge auch die Nullstellung ändert, müssen beide Einstellungen wechselseitig durchgeführt werden.

Bei Selbstbau-Servoverstärkern ist folgendes zu beachten:

Die Polung der Potentiometer-Enden 1 und 2 muß so erfolgen, daß der Abgleichpunkt angestrebt wird. Bei Falschpolung erfolgt Rudermaschinenlauf bis zur Potentiometer-Endstellung, weil das Servo vom Abgleichpunkt wegstrebt. Außerdem soll bei Knüppelmittelstellung am Sender das Potentiometer der Rudermaschine etwa in Mittelstellung stehen.

Eine Änderung der Laufrichtung der Rudermaschine erfordert das Umpolen von Motor (Anschlüsse 1 und 4) und Potentiometer (Anschlüsse 2 und 3). Dies darf nur am Stecker erfolgen, da an den Motoranschlüssen nicht erneut gelötet werden darf. Es ist dabei zu beachten, daß die Gehäuse verschieden gepolter Rudermaschinen nicht zusammentreffen dürfen (Schlußgefahr).

Technische Daten:

Antrieb:	**Präzisions-Elektromotor** (mit 5teiligem Kollektor)
Abmessungen (ohne Steuerscheibe):	**Länge 63 mm** **Höhe 42 mm** **Breite 20 mm**
Masse:	ca. 60 g
Betriebsspannung:	2,4 V
Untersetzung:	300 : 1
Ausschlagwinkel:	max. ± 100° (abhängig v. Servoverstärker)
Laufzeit über 45°:	ca. 0,4 s
Abtriebsmoment:	ca. 1 200 pcm
Leerlaufstromaufnahme bei 2 V:	ca. 100 mA
Potentiometer-Widerstand:	1 kOhm ± 20 %

Die Farbmarkierung der Ruderscheibe und der Oberplatine geben bei Übereinstimmung die von uns eingestellte 0-Stellung an.

Bei Reparaturen bitte an Firma Dieter Leßnau, 153 Teltow, Ernst-Thälmann-Straße 74 wenden.

Die Angaben und Daten des Prospektes sind unverbindlich.

Technische Änderungen durch Weiterentwicklung vorbehalten.

III/7/1 Jc 072/81 5.0 1487 12.0